RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

Deutscher Fernsehfunk

6. JAHRGANG 4 FEBRUAR 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

Unser Bild zeigt einen Übertragungswagen des Deutschen Fernsehfunks bei einer Übertragung am Bahnhof Berlin-Friedrichstraße. Die Sendeantenne der Dezistrecke wurde auf dem Dach des Bahnhofs aufgebaut. Lesen Sie dazu unseren Beitrag auf Seite 98.

Aufnahme: Blunck

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 53 08 71, Fernschreiber 1448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Verantw. Fachredakteur Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 41 02
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Unsere Leser schreiben

Die in dem Artikel erwähnte Leistungsabsenkung des Senders Leipzig [„Störungen auf der Mittelwelle im Raum Sachsen", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 23 (1956), Seite 710] hat aber in unserem Raum den Nachteil, daß eine Interferenz mit dem Sender Stuttgart auftritt. Sie liegt bei etwa 35 ... 40 Hz, und je besser die Wiedergabe eines Gerätes ist, um so störender ist dieser Ton. Als Fachmann hat man es manchmal schwer, die Kunden von der wirklich guten NF-Technik in den neuen Geräten zu überzeugen, wenn durch die Senderseite so viele Nachteile entstehen.

Leider sind in unserem hügeligen Gebiet unsere UKW-Sender relativ schwach zu empfangen, und es wäre sehr zu begrüßen, wenn das Sendernetz bald dichter würde.

Zum Abschluß habe ich noch eine Bitte: Wäre es Ihnen nicht möglich, in der Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN eine umfassende Sendertabelle zu bringen? Sicher wären Ihnen viele Leser dafür dankbar.

G. W., Greiz/Thür.

Soviel uns bekannt ist, will das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Bereich Rundfunk und Fernsehen, ohnehin zu dem erwähnten Artikel eine Stellungnahme abgeben.
Die Bitte um die Zusammenstellung einer umfassenden Sendertabelle bzw. um Mithilfe bei deren Aufstellung haben wir an das gleiche Ministerium weitergegeben. Wir hoffen daher, bald einen positiven Bescheid an dieser Stelle veröffentlichen zu können. Die Redaktion.

*

Ich besitze einen Fernsehempfänger „Rubens", dessen Leistung mich voll zufriedenstellt ... Acht Meter von der Antenne meines Fernsehempfängers entfernt befindet sich ein weiterer Dipol mit einem Reflektor und einem Direktor, an dem der UKW-Teil eines „Paganini" betrieben wird. Wird nun mit dem „Paganini" ein Sender in der Gegend von 94 MHz empfangen, dann ist am „Rubens" der Bildempfang unmöglich, weil die Synchronisierung ausfällt; arbeitet der „Paganini" auf Frequenzen über oder unter dem angegebenen Wert, dann bleibt die Synchronisierung wohl erhalten, aber das Bild wird verzerrt und durch Streifenbildung verdorben.. Der Besitzer des „Paganini" fühlt sich zu einer Änderung dieses Zustandes nicht verpflichtet ... Kann der Besitzer rechtlich hierzu gezwungen werden?

R. S., Großbreitenbach/Thür.

*

Wir baten das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, diesen Brief zu beantworten:

Der Einsender des uns übermittelten Leserbriefes kann selbstverständlich auf dem ihm nach der Verordnung über Hochfrequenzanlagen (HFVO) zugesicherten Recht auf störungsfreien Rundfunkempfang bestehen und eine Entstörung der seinen Empfang beeinflussenden Empfangsanlage verlangen. Dies geschieht im allgemeinen durch eine Störungsmeldung an den Funkentstörungsdienst der Deutschen Post. Nach der o. a. Verordnung trägt die Kosten der Entstörung der Besitzer der störenden Anlage.

Unter Berücksichtigung der Belange der Funkentstörung werden von der Deutschen Post seit einiger Zeit Grenzwerte der Störfeldstärke gefordert, die von neu hergestellten Rundfunkempfangsanlagen eingehalten werden müssen. Für das Fernsehband III beträgt der entsprechende Wert 30 μV/m in 30 m Entfernung. Eine wesentliche Senkung der Störstrahlung der Empfänger unter 30 μV/m ist nach dem derzeitigen Stand wirtschaftlich kaum möglich.

Der vorliegende Störungsfall des „Paganini" ist auf den technischen Entwicklungsstand zum Zeitpunkt der Entwicklung zurückzuführen. Die Störstrahlung erfolgt hauptsächlich über die Antenne. Eine Entstörung kann deshalb durch Verringern der 2. Oberwelle an den Antennenbuchsen bewirkt werden, eine weitere Verbesserung kann evtl. durch Austausch der ECC 81 gegen eine andere des gleichen Typs oder noch günstiger gegen eine ECC 85 geschehen. Auf jeden Fall empfiehlt es sich, den Kundendienst des Herstellerwerks in Anspruch zu nehmen.

Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen

*

Meines Erachtens müssen gerade die volkseigenen Betriebe Vorbild sein und dafür sorgen, daß keine unsachlichen Angaben in den Prospekten gemacht bzw. die angegebenen technischen Daten in vollem Umfang eingehalten werden. Möge auch das Beispiel des VEB Stern-Radio Sonneberg leuchten, der für den „Weimar" bescheiden eine UKW-Empfindlichkeit von $< 10\,\mu$V und für den „Erfurt" $< 3\,\mu$V angibt, denn diese Angaben stimmen unter allen Umständen.

K. B., Rostock-Reutenhagen

*

Ist es möglich, im Rahmen der Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN mal eine Bauanleitung über einen einfachen UKW- und Fernsehabgleichgenerator zu veröffentlichen? Ich glaube, im Interesse vieler Bastler und Amateure zu schreiben.

A. Th., Lauchhammer-Ost

*

Leider bin ich erst im Dezember 1956 auf Ihre Zeitschrift aufmerksam geworden. Der ganze Inhalt ist für die Ausgestaltung der Freizeit ein guter Helfer ... Ich richte vor allem die Bitte an Sie, mir die gesamten Lehrgänge „Hörrundfunk" und „Fernsehrundfunk" geschlossen zu übersenden ...

W. R., Bernburg

Ihre Anfrage ist nicht die einzige und nicht die erste. Eine Abgabe der gesammelten »Lehrgänge« ist uns nicht möglich; wir haben uns jedoch bereits an den Fachbuchverlag Leipzig mit der Absicht gewandt, für diese Lehrgänge eine Buchherausgabe zu ermöglichen. Uns würde hierzu die Meinung recht vieler Leser interessieren.
Die Redaktion.

Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: »Raznoiznos«, rue Tzar Assen 1, Sofia
Volksrepublik China: Guozi Shudian, 38, Suchoi Hutung, Peking
Volksrepublik Polen: Ars Polonia, Foksal 38, Warszawa
Rumänische Volksrepublik: Cartimex, Intreprindere de Stat pentru. Comertul Exterior, Bukarest 1, P. O. B. 134/135
Tschechoslowakische Volksrepublik: Artia AG, Ve smečkách 30, Praha II
UdSSR: Meshdunarodnaja Kniga, Moskau 200, Smolenskaja P 32/34
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

2. FEBRUARHEFT 6. JAHRGANG **4** | 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK



HEINRICH HERTZ

Am 22. Februar 1957 jährt sich zum hundertsten Mal der Geburtstag eines der größten deutschen Physiker, des Mannes, der als erster elektromagnetische Wellen erzeugte und damit die Grundlage der gesamten Hochfrequenztechnik schuf: der Geburtstag von Heinrich Hertz.

Es ging Heinrich Hertz im Grunde darum, die Maxwellsche Hypothese des elektromagnetischen Charakters der Lichtwellen experimentell zu überprüfen und zu beweisen. Die Theorie, daß es sich bei dem Lichtstrahl um einen Schwingungsvorgang handele, hatte schon Huygens 1677 aufgestellt. Faraday war der erste, der die Vermutung aussprach, daß sowohl das Licht wie auch die elektromagnetischen Erscheinungen einander ähnliche Vorgänge im Äther sein könnten. Maxwell entwickelte diese Vermutung weiter. Aus seinen bekannten Differentialgleichungen, die die Zusammenhänge zwischen elektrischen und magnetischen Feldern beschreiben, zog er die Schlußfolgerung, daß es elektromagnetische Wellen geben müsse, und daß die Lichtwellen solche elektromagnetischen Schwingungsvorgänge seien.

Hertz entwickelte zunächst die Maxwellsche Theorie weiter, indem er dessen Differentialgleichungen nach der Zeit auflöste. Als Resultat erhielt er konkrete Bedingungen, unter denen elektromagnetische Wellen entstehen könnten, und im Jahr 1886 gelang es ihm zum erstenmal, sie zu erzeugen. Er arbeitete mit Frequenzen von 50 MHz und später 500 MHz. Da es ihm in erster Linie um den Nachweis der Ähnlichkeit dieser elektromagnetischen mit den Lichtwellen zu tun war, sah er seine Hauptaufgabe darin, experimentell zu beweisen, daß die von ihm entdeckten Wellen die gleichen Haupteigenschaften wie die Lichtwellen besitzen: Reflexion, Brechung, Beugung, Polarisation, Interferenz, Absorption usw. Dies gelang ihm so glänzend, daß seither die elektromagnetische Lichtwellentheorie als eine der wichtigsten und am besten fundierten physikalischen Theorien betrachtet werden kann. Als Einstein später den korpuskularen Charakter des Lichtstrahls nachwies, führte das nicht etwa zur Aufgabe der Maxwell-Hertzschen Theorie des Lichtes als elektromagnetischer Welle, sondern zu der Erkenntnis, daß hier die Natur das klassische Beispiel für das dialektische Gesetz der Einheit der Gegensätze liefert. Der Lichtstrahl ist Welle und Korpuskularstrahl, ebenso wie der Elektronenstrahl Korpuskularstrahl und Welle ist. Das entspricht genau den Erkenntnissen der Dialektik von Hegel und Marx.

Aber Hertz entdeckte noch mehr. Wenn man die Beschreibung seiner Experimente liest, so findet man, daß er die — aus den Differentialgleichungen allerdings zu erwartenden — Resonanzerscheinungen eines Induktion und Kapazität enthaltenden Kreises entdeckte, ferner die — nun, wir würden heute sagen: die Richtcharakteristik seines als Rahmenantenne konstruierten „Resonators", wie er seinen Empfänger nannte. Wenn im Lauf der weiteren Entwicklung die Technik hochfrequenter gedämpfter Schwingungsstöße aufs neue Bedeutung erlangt, wie z. B. Professor Schröter annimmt, wird sich wahrscheinlich herausstellen, daß in den Experimenten von Hertz sich noch Schätze verborgen halten, die durchaus des Hebens wert sind.

Heinrich Hertz wurde am 22. Februar 1857 als Sohn eines Rechtsanwalts und Senators in Hamburg geboren. Er studierte in München und Berlin, wo er 1880 Assistent von Helmholtz wurde, und habilitierte sich 1883 an der Universität Kiel als Privatdozent für Theoretische Physik. 1885 ging er an die Technische Hochschule in Karlsruhe; 1889 wurde er als Nachfolger von Clausius nach Bonn gerufen. Er starb, noch sehr jung, am 1. Januar 1894. Seine Witwe, als die Frau eines großen Deutschen jüdischer Herkunft, war unter dem Naziregime mancherlei Verfolgungen ausgesetzt, bis es englischen Freunden gelang, ihr für ihre letzten Jahre ein Asyl in Schweden zu verschaffen.

Wer hat „das Radio erfunden"? War es der Engländer Sir Oliver Lodge? War es der in England lebende Italiener Marconi? War es der Russe Popow? War es der in Amerika lebende Tscheche Tesla? Waren es die Deutschen Braun, Slaby und Graf Arco? Ein genaueres Studium der Geschichte der Hochfrequenztechnik (z. B. an Hand der „Chronik der Nachrichtentechnik" in RADIO UND FERNSEHEN) zeigt, daß die Frage sinnlos ist. Alle diese Forscher haben sich unvergängliche Verdienste um die Entwicklung unserer Technik erworben; und es wäre müßig und unmöglich, feststellen zu wollen, welcher Schritt welches Wissenschaftlers als der entscheidende anzusehen wäre. Aber sie haben alle eins gemeinsam: Sie alle fußen auf den Erkenntnissen von Heinrich Hertz. *P. S.*

Dipl.-Ing. UDO KÖHLER
Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen, Berlin-Adlershof

Einige Probleme beim Aufbau einer mobilen FS-Richtfunkstrecke im UHF-Gebiet

Die Technik der drahtlosen Übertragung von Informationen mittels sehr hoher Frequenzen, die Richtfunktechnik, hat sich heute bereits ein großes Anwendungsgebiet erobert. Die Arbeit behandelt die auftretenden Probleme beim Aufbau einer mobilen Fernseh-Richtfunkstrecke, speziell zugeschnitten auf eine Richtfunkanlage mit $\lambda = 15$ cm. Mit Hilfe mehrerer Diagramme können die in Frage kommenden Dämpfungen abgelesen werden, eine einfache Rechnung führt zum geforderten Rauschabstand. Zum Schluß wird ein Übertragungsbeispiel für d = 10 km Entfernung durchgerechnet und die Verringerung des Rauschabstandes für d = 25 km betrachtet. *Für Aufgabenstellung und Unterstützung ist der Verfasser Herrn Dipl.-Ing. Stier zu Dank verpflichtet.*



Bild 1: Die Sendeantenne der Dezi-Strecke (Schlitzstrahler mit Zylinderparabolreflektor) ist hier direkt auf dem Dach des Übertragungswagens aufmontiert. Im Hintergrund ist das alte Stadthaus von Berlin zu erkennen, auf dem sich die Relaisstation befindet.

Die Reichweite einer Richtfunkstrecke bei einem bestimmten Störabstand ist abhängig von der Senderleistung, der Empfängerempfindlichkeit und den dazwischenliegenden Dämpfungen

$$a = 10 \lg \frac{N_1}{N_2},$$

dargestellt durch Dämpfungsvierpole (s. Bild 2). Auf den Einfluß der benutzten Wellenlänge wird im nachfolgenden Kapitel eingegangen.

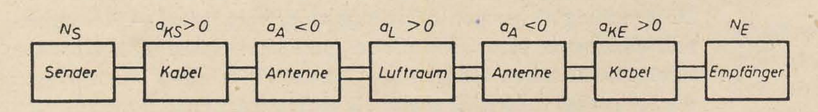


Bild 2: Aufgliederung einer Richtfunkstrecke in Dämpfungsvierpole

Da in der UHF-Technik als Zuleitung sowohl zur Sendeantenne als auch zum Empfänger im allgemeinen gleiche Kabelarten verwendet werden (Senderleistung und Wellenwiderstand sind niedrig, daher ist keine besondere Spannungsfestigkeit des Senderkabels erforderlich; der entscheidende Gesichtspunkt ist möglichst geringe Dämpfung, was für beide Kabel erforderlich ist), folgt daraus die gleiche Dämpfung pro Längeneinheit, so daß beide Anwendungszwecke zusammen behandelt werden können. Auch die Betrachtung der Sende- und Empfangsantenne kann geschlossen erfolgen, da der Umkehrsatz der allgemeinen Vierpoltheorie auch für das System Senderkabel — Sendeantenne — Luftraum — Empfangsantenne—Empfängerkabel gilt. Daraus ist zu entnehmen, daß eine bestimmte Antenne sowohl zum Empfangen als auch zum Senden die gleichen Eigenschaften besitzt.

Energietransport vom Sender zur Sendeantenne bzw. von der Empfangsantenne zum Empfänger

Allgemeines

Man darf sagen, daß die Ausbreitung von Dezi- und Zentimeterwellen im wesentlichen quasioptischen Gesetzen gehorcht. Das bedingt eine gewisse Höhe der Antennen (quasioptische Sicht), was wiederum Verbindungskabel zwischen Gerät und Antenne erfordert. Wie bereits erwähnt, beträgt die uns interessierende Wellenlänge $\lambda = 15$ cm, also handelt es sich um Dezimeterwellen. In diesem Frequenzbereich werden im allgemeinen noch Koaxialkabel verwendet, die Hohlrohrleiter sind ab Zentimeterwellenbereich sinnvoll. Wir wollen also Koaxialkabel zur Grundlage der Betrachtung machen.

Dämpfung durch Kabelverluste

Bei einem Koaxialkabel sind zwei Dämpfungsursachen zu unterscheiden: die Längs- und die Querdämpfung. Die Längsdämpfung umfaßt die Verluste durch den ohmschen Widerstand der Leiter, erhöht durch den Skin- oder Hauteffekt mit steigender Frequenz. In der Querdämpfung äußern sich der endlich hohe ohmsche Widerstand des Dielektrikums und die dielektrischen Verluste.

Bei Hochfrequenz sind der Skineffekt und die dielektrischen Verluste für die Kabeldämpfung $a_K = \alpha \cdot l$ (wobei α = Dämpfung pro Längeneinheit, l = Länge des Kabels) bestimmend. Da die Längsdämpfung proportional der Wurzel aus der Frequenz steigt, die Querdämpfung aber proportional der Frequenz anwächst, ist einzusehen, daß im UHF-Gebiet die Verluste im Dielektrikum maßgebend für a_K sind.

Der Wellenwiderstand Z (in Ω) einer Koaxialleitung beträgt unter der Voraussetzung, daß keine Ferromagnetika mit verwendet worden sind ($\mu_{rel} = 1$):

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{r_a}{r_i} \qquad (1)$$

wobei ε = Dielektrizitätskonstante des Materials zwischen Innen- und Außenleiter, r_a = Radius des Außenleiters (in cm), r_i = Radius des Innenleiters (in cm). Unter gleichen Voraussetzungen erhält man für die Dämpfung pro Längeneinheit α (in dB/m):

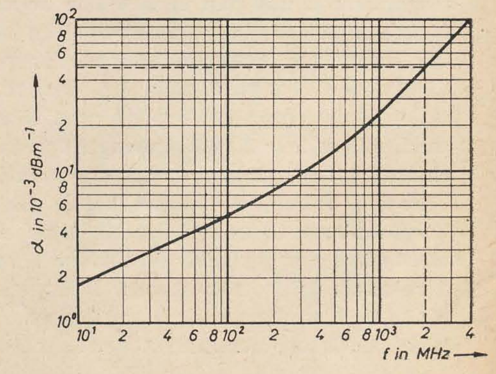
$$\alpha = \frac{\pi}{\lambda} \left(4{,}343 \cdot 10^2 \cdot t \sqrt{\varepsilon} \, \frac{1 + \frac{r_a}{r_i}}{r_a \cdot \ln \frac{r_a}{r_i}} + 8{,}686 \cdot 10^2 \cdot \tan \delta \right) \qquad (2)$$

wobei

λ = Wellenlänge (in cm),
t = Eindringtiefe des Leitermaterials (in cm),
$\tan \delta$ = Verlustfaktor des verwendeten Dielektrikums.

Der erste Summand in Gleichung (2) repräsentiert die Längsdämpfung, der zweite die Querdämpfung. Da die Längsdämpfung proportional der Wurzel aus der Frequenz anwächst ($t \sim \sqrt{\lambda}$), während die Querdämpfung porportional der Frequenz zunimmt, ist bei sehr hohen Frequenzen vor allem auf den Verlustfaktor des Dielektrikums zu achten.

Bild 3: Dämpfung pro Meter eines Koaxialkabels ($Z = 70\,\Omega$, $r_a = 3$ cm, $\varepsilon = 1{,}2$, $\tan \delta = 10^{-4}$, $\mu = 1$)



Die Dämpfung durch Kabelverluste ist für ein bestimmtes Kabel [1] ($Z = 70\ \Omega$, $r_a = 3$ cm, $\varepsilon = 1{,}2$, $\tan\delta = 10^{-4}$) nach Gleichung (2) ausgerechnet und in Bild 3 aufgetragen worden, und zwar als Dämpfung pro Längeneinheit.

Dämpfung infolge Fehlanpassung

Ist das Energiekabel bzw. ein Gerät nicht reflexionsfrei abgeschlossen, d. h. nicht genau angepaßt, so wird ein Teil des Energieflusses reflektiert. Dies äußert sich in einer Verminderung der verfügbaren Energie, hat also die Wirkung einer Dämpfung. Die Fehlanpassung kann man z. B. mit einer Meßleitung ermitteln. Aus der Theorie der Leitungen ist bekannt, daß sich bei Vorhandensein einer Reflexion stehende Wellen mit Minima und Maxima ausbilden. Diese Extremwerte der Spannung werden gemessen, der Quotient beider ergibt das Anpassungsmaß

$$m = \frac{U_{min}}{U_{max}},$$

wobei nun $m = 1$ den Fall idealer Anpassung, $m = 0$ den Fall des idealen Kurzschlusses oder Leerlaufs darstellt. In der Praxis kann man mit Werten von $m = 0{,}5 \ldots 0{,}9$ rechnen. Die zusätzliche Dämpfung infolge Fehlanpassung a_F (in dB) beträgt:

$$a_F = 8{,}686 \cdot \ln\frac{1 + m}{2\sqrt{m}} \qquad (3)$$

In Bild 4 ist $a_F = f(m)$ aufgetragen worden [1].

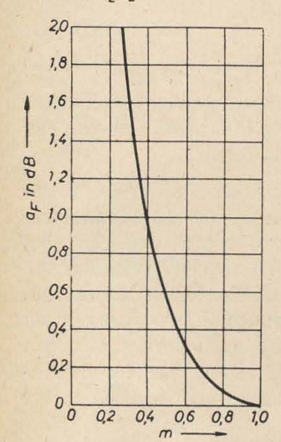


Bild 4: Dämpfung infolge Fehlanpassung [$a_F = f(m)$]

Die Sende- bzw. Empfangsantenne

Allgemeines

Die Antennen der UHF-Technik sind so ausgeführt, daß sie Bündelungseigenschaften aufweisen, sei es in Form von Dipolgruppen, Parabolspiegeln, Hornstrahlern mit Linsen usw. Das ist in diesem Frequenzbereich eher möglich als im klassischen HF-Gebiet, wo die Antennensysteme zu große Abmessungen bekommen würden. Man spricht von „Richtantennen", weil eine Strahlungsrichtung bevorzugt wird. In dieser Richtung wird also die Energiedichte größer sein, was erwünscht ist, da dadurch mit kleineren Senderleistungen gefahren werden kann. Das Verhältnis Energiedichte in der Hauptstrahlungsrichtung einer Richtantenne zur Energiedichte eines Kugelstrahlers, der die gleiche Sendeleistung angeboten bekommt, wollen wir als Antennengewinn bezeichnen.

Diese Definition beinhaltet bereits eine Meßmöglichkeit des Antennengewinns (in Bild 2 als negative Dämpfung [$a_A < 0$] gekennzeichnet). Formeln zur Berechnung des Antennengewinns für verschiedene Antennenformen sind bekannt [1].

Es ist auch möglich, aus dem sehr einfach zu messenden Strahlungsdiagramm den Antennengewinn grafisch zu bestimmen [4]. Wir wollen hier nur auf eine Berechnungsmöglichkeit eingehen, die unter Verwendung der geometrischen Antennenfläche eine überschlägige Rechnung erlaubt, welche auch für die meisten praktischen Anwendungen in der Genauigkeit ausreicht. Man kann bei Richtantennen folgende Gleichung aufstellen:

$$F = q \cdot F_{geom} \qquad (4)$$

wobei

F = „Absorptions"- oder „Wirkfläche" der Antenne,

F_{geom} = Geometrische Antennenfläche und

q = „Flächenausnutzung".

Erfahrungsgemäß beträgt $q = 0{,}55 \ldots 0{,}7$ bei Parabolantennen und $q = 0{,}45 \ldots 0{,}65$ bei Hornstrahlern [1]. Zwischen dem Antennengewinn V und der Wirkfläche einer Richtantenne besteht folgende Beziehung:

$$V = \frac{4\pi}{\lambda^2} F \qquad (5)$$

Zusammenfassend kann nun geschrieben werden:

$$V = \frac{4\pi}{\lambda^2} q \cdot F_{geom} \text{ oder}$$

$$V = 10 \lg \frac{4\pi}{\lambda^2} q \cdot F_{geom} \text{ in dB} \qquad (6)$$

Der Antennengewinn kann auch durch die Dämpfung a_A (in dB) ausgedrückt werden:

$$a_A = -10 \lg V = -10 \lg \frac{4\pi}{\lambda^2} q \cdot F_{geom} \qquad (6a)$$

Es hat aber in der Praxis keinen Sinn, die Bündelung sehr scharf und damit den Antennengewinn außerordentlich hoch zu machen. Vielfach stehen die Richtantennen auf Türmen oder Masten, welche bei Wind Schwankungen ausführen. Eine zu scharfe Bündelung würde sich dann nur nachteilig auswirken. Hinzu kommt noch, daß bei steigendem Gewinn die Anforderungen an die mechanische Genauigkeit immer höher werden. Auch die Flächenausnutzung wird kleiner, da sich die Leistungsbelegung (Senderleistung pro Flächeneinheit des Reflektors) infolge der größeren Abmessungen immer mehr auf die Mitte konzentriert. Und dann darf keinesfalls vergessen werden, daß die Richtantennen einer mobilen Anlage transportabel sein müssen, sie dürfen also bestimmte Abmessungen und ein bestimmtes Gewicht nicht überschreiten.

Die Antenne der Anlage

Die Sendeantenne ist die gleiche wie die Empfangsantenne. Es handelt sich um einen Schlitzstrahler (horizontale Polarisation) mit Zylinderparabolreflektor. In der vertikalen Ebene ist nur eine leichte Wölbung vorhanden, die vernachlässigbar ist.

Das Prinzip des Schlitzstrahlers zeigt Bild 5. Über ein Koaxialkabel erfolgt die Energiezuführung in einen quaderförmigen Hohlraumresonator. Der Innenleiter B des Koaxialkabels wird in Schleifenform in den Hohlraumresonator geführt und endet (metallisch verbunden) auf einer Seitenwand. Es handelt sich also um die induktive Erregung einer Hohlraumschwingung. Die in der Tiefe verstellbare,

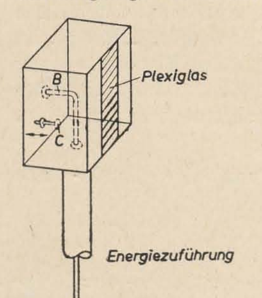


Bild 5: Prinzip des Hohlraum-Schlitzstrahlers der Antenne (A in Bild 6)

mit der Seitenwand metallisch verbundene Sonde C dient zum Feinabgleich der Frequenz des Resonators. Die nach vorn gerichtete Wand des Resonators hat einen streifenförmigen Ausschnitt, der wegen des Witterungseinflusses mit Plexiglas verkleidet ist. Dies ist nichts anderes als eine Schlitzantenne.

Der Strahlengang (s. Bild 6 u. 7) verläuft von diesem Ausschnitt des Hohlraum-Schlitzstrahlers A aus innerhalb eines sich verengernden Schachtes D und trifft auf zwei kleine Zylinderparabolflächen E, die die Strahlung in Richtung des Zylinderparabolreflektors reflektieren. Dort ge-

Bild 6: Strahlengang bei der Zylinderparabolantenne

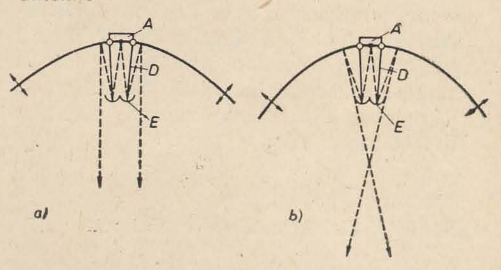
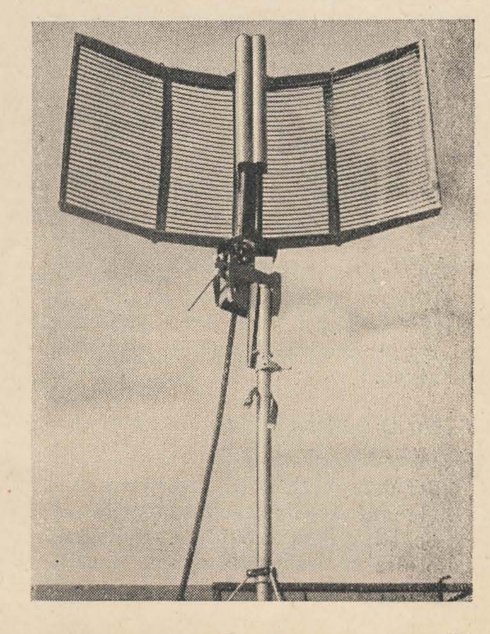


Bild 7: Schlitzstrahler mit Zylinderparabolreflektor für Dezimeterzubringer



schieht die zweite Reflexion, und im Idealfall verläßt ein paralleles Strahlenbündel das Antennensystem (s. Bild 6a). Bei der Empfangsantenne sind die Verhältnisse reziprok. Die Reflektorflächen der betrachteten Antenne sind jedoch aus Gründen des bequemeren Transportes zusammenklappbar. Deshalb muß darauf geachtet werden, daß die Reflektorflächen ihre vorschriftsmäßige Stellung im Betrieb haben, andernfalls wird die Richtwirkung vermindert (s. Bild 6b). Es ist empfehlenswert, beim Einpegeln einer Anlage die günstigste Stellung der Reflektorflächen experimentell zu ermitteln.

Energietransport von der Sende- zur Empfangsantenne

Allgemeines

Auf dem Wege von der Sende- zur Empfangsantenne wirken mehrere dämpfende Einflüsse auf die abgestrahlte elektromagnetische Welle. Es sind vor allem die Strecken- und die Schwunddämpfung (Interferenzschwund). Die Bedeutung von Brechungseinflüssen (Refraktion) ist in unserem Fall sehr gering, da alle auftretenden Entfernungen innerhalb des optischen Horizonts liegen. Auch die Absorptionsdämpfung (Dämpfung durch Niederschläge oder tropfenförmig kondensierten Wasserdampf in bodennahen Luftschichten) ist vernachlässigbar, da sie erst bei Zentimeterwellen wesentlich in Erscheinung tritt. Der Streuschwund ist nur bei Richtverbindungen mit Lichtwellenlängen interessant. Auch Bodenverluste können sich bemerkbar machen, wenn Sende- oder Empfangsantenne bzw. beide unmittelbar am Erdboden aufgestellt werden. Bei Richtfunkanlagen sind jedoch die Antennen fast immer erhöht aufgestellt, so daß innerhalb des optischen Horizontes die Bodendämpfung nicht in Erscheinung tritt.

Streckendämpfung

Nach [1] beträgt diese (in dB):

$$a_s = 8{,}686 \ln \frac{d \cdot \lambda}{\sqrt{F_s \cdot F_e}} \qquad (7)$$

wobei d = Entfernung,
F_s, F_e = Wirkflächen der Sende- bzw. Empfangsantenne [s. Gleichung (4)].
Bei Verwendung gleicher Antennen kann geschrieben werden:

$$a_s = 8{,}686 \ln \frac{d \cdot \lambda}{F} \qquad (7a)$$

Unter Benutzung von Gleichung (5) kann Gleichung (7a) umgeformt werden:

$$a_s = 8{,}686 \ln \frac{4\pi \cdot d}{V \cdot \lambda} \qquad (7b)$$

Für V = 25 dB und λ = 15 cm wurde a_s = f (d) berechnet und in Bild 8 aufgetragen.

Schwunddämpfung (Interferenzschwund)

Außer dem direkten Strahl, der von der Sende- auf die Empfangsantenne gelangt, ist bei Richtfunkverbindungen, die innerhalb des optischen Horizonts arbeiten, noch mit einem indirekten Strahl zu rechnen, der von einer Reflexion herrührt. Beugung und Brechung sind bei diesen Entfernungen noch zu vernachlässigen. Da der indirekte Strahl einen längeren

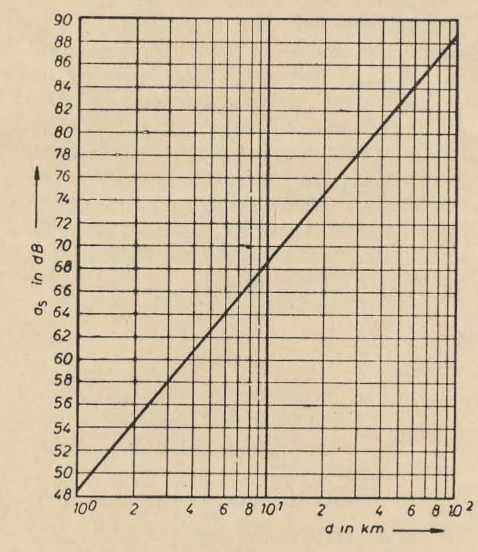


Bild 8: Streckendämpfung a_s = f(d), λ = 15 cm V = 25 dB

Weg zurücklegen muß, besteht offensichtlich ein Phasenunterschied zum direkten Strahl. Je nach Phasenlage addieren oder subtrahieren sich die beiden Strahlungsanteile. Da man nun natürlich eine Addition der Anteile anstrebt, muß der Weg des indirekten Strahls um eine halbe Wellenlänge länger sein (Phasendifferenz π) als der des direkten. Unter Berücksichtigung des Phasensprungs π bei der Reflexion herrscht dann eine Phasendifferenz von 2π, also Gleichphasigkeit. Bekanntlich [1] ist der geometrische Ort für alle Reflexionspunkte, die diese Bedingung erfüllen, das Rotationsellipsoid. Allgemein ist Addition bei Umwegen von $(2n - 1)\frac{\lambda}{2}$ zu erwarten, wobei n die Ordnungszahl dieses sogenannten „Sichtellipsoides" darstellt. Diese Sichtellipsoide sind identisch mit den ungeraden Fresnel-Zonen (bei den geraden tritt Subtraktion auf).

den Ordnungszahl der Sichtellipsoide sinkt der Abstand der Maxima der Empfangsenergie voneinander und damit auch der Abstand der Minima. Daraus ist zu folgern, daß hier durchaus nicht mit steigender Antennenhöhe Verbesserungen zu erwarten sind. Es ist also anzustreben, daß das erste Sichtellipsoid, wobei Sende- und Empfangsantenne die Brennpunkte darstellen, den Erdboden gerade berührt. Aus den Gedankengängen ersieht man, daß es bei einer mobilen Richtfunkanlage offenbar keinen Sinn hat, im Zusammenhang mit dem Sichtellipsoid Berechnungen anzustellen, da ja laufend andere Geländeschnitte in Frage kämen. Im Falle einer Übertragung im Stadtgebiet wäre außerdem eine mathematische Behandlung kaum denkbar. Es sei also nur der direkte Strahl berücksichtigt.

Wichtig ist es, daraus Folgerungen qualitativer Art zu ziehen. Wie schon angedeutet, gibt es eine günstigste Antennenhöhe. Das bedeutet, daß es keinen Sinn hat, mit steigender Antennenhöhe größere Empfangsenergien zu erwarten. Die Dimensionen des ersten bis fünften Sichtellipsoids bei λ = 15 cm und einer Übertragungsstrecke von d = 10 km wurden berechnet und in Bild 9 aufgetragen. Es wurde deshalb d = 10 km gewählt, weil sich bei anderen d-Werten einfache Zahlenfaktoren $\frac{d}{10\text{ km}}$ ergeben, deren Wurzel den Faktor für die kleine Halbachse b_n des Rotationsellipsoids darstellt.

Beispiel:

$$d = 40\text{ km};\ \frac{d}{10\text{ km}} = 4;\ \sqrt{\frac{d}{10\text{ km}}} = 2,\ \text{so}$$

daß b_n für d = 10 km mit dem Faktor 2 multipliziert werden muß, um b_n für d = 40 km zu erhalten.

Weiterhin folgt daraus, daß es durchaus sinnvoll sein kann, die Sendeantenne (zum Übertragungswagen gehörig) bei schlechten Übertragungsverhältnissen einmal an eine andere Stelle zu setzen. Das gilt vor allem im Häusermeer einer Großstadt, wo Standortwechsel von einem Dach auf ein benachbartes durchaus Erfolg bringen kann, da dann unter

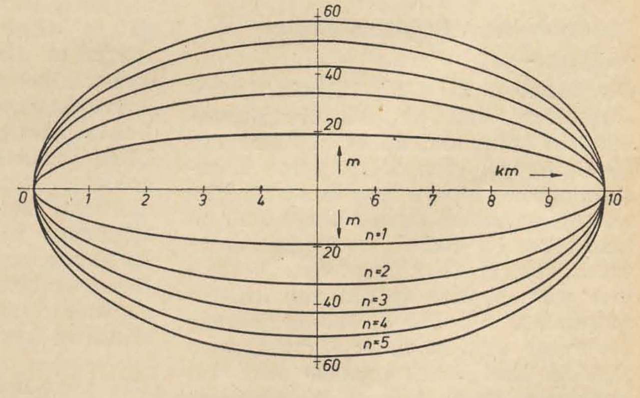


Bild 9: Abmessungen des 1. bis 5. Sichtellipsoids für λ = 15 cm und d = 10 km

Daraus resultiert nun die bekannte Bedingung, daß das Sichtellipsoid die Erdoberfläche gerade berühren soll. Man wird stets versuchen, dem Rechnung zu tragen, damit als Empfangsenergie die des direkten Strahls oder mehr erwartet werden kann, keinesfalls weniger. Mit der steigen-

Umständen günstigere Bedingungen für das Sichtellipsoid herrschen. Man kann sich durchaus eine gewisse Erfahrung im Laufe der Zeit aneignen, wird aber trotzdem häufig auf Versuche zurückgreifen müssen, wenn es sich nicht um Verbindungen handelt, für die bereits der gün-

stigste Antennenstandort gefunden worden ist. Bei erstmalig zu schaffenden Verbindungen muß jedenfalls, vor allem in der Großstadt, mit Überraschungen gerechnet werden.
Wenn die Erdoberfläche für die betreffende Wellenlänge nicht als idealer Spiegel betrachtet werden kann, d h., wenn die Rauhigkeit der Erdoberfläche groß im Verhältnis zur Wellenlänge ist, tritt diffuse Reflexion auf, so daß dann ausschließlich mit dem Energieanteil des direkten Strahls zu rechnen ist. Das heißt offenbar nichts anderes, als daß hier das Sichtellipsoid ohne Einfluß bleibt. Dieser Fall ist vor allem im Stadtgebiet zu erwarten. Von Einfluß ist die Höhe der Rauhigkeit und der Einfallswinkel φ des Strahles. Bei d-Werten von 10 bis 100 km liegt dieser Winkel φ zwischen 0,25° bis 0,06° für $\lambda = 15$ cm. Nach [1] tritt überwiegend diffuse Reflexion auf, wenn

$$\frac{h}{\lambda} \geqq \frac{1}{8\,\varphi} \qquad (8)$$

Somit sind in unserem Fall diffuse Reflexionen bei $h/\lambda = 30 \ldots 125$ (bei $\lambda = 15$ cm ergibt das Höhen von $\geqq 4{,}5$ bis 19 m) zu erwarten.

Empfängerempfindlichkeit

Im Dezimeterwellengebiet überwiegt bekanntlich das Empfängerrauschen gegenüber den äußeren Rauschquellen, so daß die Empfindlichkeit der Empfangsanlage durch das Eigenrauschen der Eingangsstufen, da ja dort die Signalspannung am kleinsten ist, begrenzt wird. Nach Nyquist gilt für die effektive Rauschspannung an einem Wirkwiderstand:

$$E_R = \sqrt{4\,kT_0 \cdot R \cdot B}, \quad \text{wobei}$$

$kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Ws bei $t = 17°$ C,
B = Bandbreite in Hz,
R = Strahlungswiderstand der Antenne.

Daraus erhält man durch Umformung:

$$N_R = kT_0 \cdot B \qquad (9)$$

Diese Rauschleistung ist die eines idealen Empfängers, der keine zusätzlichen Rauschquellen aufweist, und wird Grundrauschleistung genannt. Sie ist also nur von der Bandbreite abhängig, wenn die Temperatur konstant bleibt. In Bild 10[1] ist nun diese Grundrauschleistung als Funktion der Bandbreite aufgetragen.
In der Höchstfrequenztechnik wird als Maß für die Empfängerempfindlichkeit die kT_0-Zahl n benutzt, wobei der ideale Empfänger n = 1 aufweist. n bedeutet also, wievielmal die Eigenrauschleistung des Empfängers größer ist als die Grundrauschleistung laut Bild 10. Wenn also die kT_0-Zahl und die Bandbreite eines Empfängers bekannt ist, kann man die Eingangsrauschleistung bestimmen, indem man die aus Bild 10 abgelesene Leistung mit n multipliziert. Die erreichbare kT_0-Zahl hängt ab von den Eingangsröhren, der verwendeten Schaltung und der Konstruktion des Eingangsteils. Die nach heutigen Erkenntnissen etwa erreichbare kT_0-Zahl nach [1] ist in Bild 11 dargestellt.

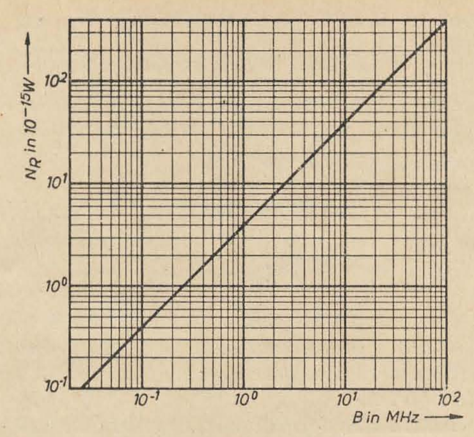


Bild 10: Grundrauschleistung als Funktion der Empfängerbandbreite

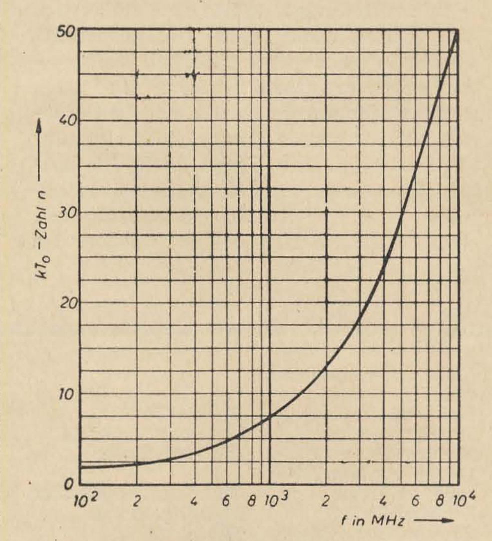


Bild 11: Die dem heutigen Stand der Technik ungefähr entsprechende erreichbare Empfängerempfindlichkeit in Abhängigkeit von der Frequenz

Störabstand

Es ist nun keinesfalls gleichgültig, welche Nutzenergie am Empfängereingang erscheint. Im Fernsehbild sollen keine Rauschstörungen zu sehen sein, infolgedessen ist zu fordern, daß die Nutzenergie wesentlich größer als die Rauschenergie ist. Dem wird durch die Einhaltung eines bestimmten Rauschabstandes Rechnung getragen. Nach Empfehlungen des CCIR [3] wird für eine stationäre Fernseh-Weitverbindung bei 625 Zeilen und 7 MHz HF-Kanalbreite ein videofrequenter Rauschabstand von 48 dB gefordert. Allerdings ist dieser Rauschabstand nicht wie üblich definiert (Verhältnis der Effektivwerte), sondern als Nutzspannung Spitze — Spitze zu Effektivspannung des Rauschens. Der Effektivwert des Bildinhalts schwankt natürlich, jedoch kann man in Annäherung den Umrechnungsfaktor $\sqrt{2}$ (Sinusschwingung) annehmen. Durch die Messung des Wertes Spitze—Spitze kommt noch ein Faktor 2 hinzu, das sind insgesamt $20 \lg \sqrt{2} + 20 \lg 2 = 9$ dB, so daß wir HF-mäßig bei Bezugnahme auf die Effektivwerte einen Rauschabstand von 39 dB fordern müssen.

Folgerungen für die Praxis

Hier sollen an Hand eines praktischen, durchgerechneten Beispieles die Gesichtspunkte noch einmal zusammengefaßt werden. Wir gehen aus von der Sendeleistung der FS-Richtfunkstrecke, die 1 W bei $\lambda = 15$ cm betragen soll. Es soll eine Verbindung über d = 10 km hergestellt werden, wobei Sichtverbindung besteht.
Die Kabellänge vom Sender zur Antenne beträgt 20 bzw. 50 Fuß. Wir wollen mit dem ungünstigeren Fall rechnen (50 Fuß), das sind 15,25 m. Aus Bild 3 lesen wir für die Dämpfung pro Längeneinheit durch Kabelverluste bei $\lambda = 15$ cm $\triangleq$ f = 2000 MHz ab: $\alpha = 0{,}465$ dB m^{-1}, das ergibt $a_{KS} = 7{,}1$ dB (s. Bild 2). Wir wollen weiterhin annehmen, daß die Fehlanpassung m gering sei, so daß die daraus resultierende Dämpfung (Bild 4) vernachlässigbar ist.
Über den Einfluß der beweglichen Reflektorflächen der Antenne war bereits gesprochen worden. Die geometrische Fläche des Zylinderparabolspiegels beträgt etwa $1{,}4 \cdot 0{,}77$ m² $= 1{,}08$ m², so daß sich bei einer geschätzten Flächenausnutzung von $q \approx 0{,}55$ nach Gleichung (4) folgende Wirkfläche der Antenne ergibt:
$F = 0{,}55 \cdot 1{,}08$ m² $= 0{,}594$ m². Danach kann nach Gleichung (5) der Antennengewinn berechnet werden:

$$V = \frac{4\,\pi \cdot 0{,}594 \text{ m}^2}{225 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} = 332.$$

Somit ist nach Gleichung (6a):
$a_A = -10 \lg 332 = -25{,}2$ dB ≈ -25 dB.
Der Wert a_A muß negativ sein, da ja der Antennengewinn eine Verstärkung repräsentiert. Da die Empfangsantenne die gleichen Abmessungen aufweist, gilt für sie der gleiche a_A-Wert.
Den Wert der Streckendämpfung a_s können wir aus Bild 8 entnehmen, wobei zu beachten ist, daß in Bild 8 der Antennengewinn bereits eingearbeitet ist, also $a_s = a_L - 2\,a_A$ (s. a. Bild 2).
Aus Bild 8 erhalten wir für d = 10 km: $a_s = 68{,}5$ dB. Auf den großen Einfluß von Reflexionen wurde bereits hingewiesen.
Die Länge des Kabels von der Empfangsantenne zum Empfänger beträgt 10 Fuß, das sind 3,05 m. Infolgedessen ist nach Bild 3 $a_{KE} = 3{,}05 \cdot 0{,}465 = 1{,}4$ dB.
Faßt man alle Werte zusammen, so kommt man auf eine Gesamtdämpfung von $a = a_{KS} + a_s + a_{KE} = 77$ dB. Das entspricht einem Leistungsverhältnis von $1 : 50{,}12 \cdot 10^6$. Daraus resultiert bei $N_S = 1$ W eine Empfangsleistung $N_E = 1{,}995 \cdot 10^{-8}$ W.
Da die Empfängerempfindlichkeit nicht bekannt ist, muß die kT_0-Zahl n abgeschätzt werden. Nach Bild 11 wäre bei f = 2 GHz n = 13 dem heutigen Stand der Technik entsprechend. Die Fernsehzubringerstation RVG 904 vom VEB Sachsenwerk Radeberg weist demgegenüber ein n = 80 [5] auf. Es erscheint gerechtfertigt, für die betrachtete Anlage ein n = 25 anzunehmen. Damit wäre unter Berücksichtigung der Grundrauschleistung von $5{,}5 \cdot 10^{-14}$ W für eine Bandbreite von $\pm$ 7 MHz (Bild 10) die Empfängerrauschleistung $N_R = 5{,}5 \cdot 10^{-14} \cdot 25 = 1{,}375 \cdot 10^{-12}$ W. Daraus resultiert ein Signal-Rauschverhältnis

$$\frac{N_E}{N_R} = 1{,}45 \cdot 10^4, \text{ das sind}$$

$$h = 10 \cdot \lg \frac{N_E}{N_R} = 41{,}61 \text{ dB} \approx 42 \text{ dB}.$$

Das Leistungsverhältnis von Empfangsleistung N_E zur Rauschleistung der stationären FS-Weitverbindung N_{Rstat} muß unserem Rauschabstand von 39 dB entsprechen. Das heißt also: $10 \lg \frac{N_E}{N_{Rstat}} = 39$ dB, woraus sich ergibt $N_{Rstat} = 2{,}51 \cdot 10^{-12}$ W.
Unter der Voraussetzung der Addition der Rauschleistungen ergibt sich beim Anschalten der mobilen Strecke an die stationäre Fernseh-Weitverbindung bei Bezugnahme auf die gleiche Nutzleistung $N_{Rges} = N_{Rmob} + N_{Rstat} = 1{,}375 \cdot 10^{-12}$ W $+ 2{,}51 \cdot 10^{-12}$ W $= 3{,}885 \cdot 10^{-12}$ W bzw. $\frac{N_E}{N_{Rges}} = 5{,}13 \cdot 10^3$, das entspricht $h_{ges} = 37{,}1$ dB ≈ 37 dB. Schon bei d = 10 km verringert sich also der Rauschabstand der den CCIR-Empfehlungen entsprechenden Fernseh-Weitverbindung um 2 dB.
Bei d = 25 km erhöht sich nach Bild 8 die Streckendämpfung auf $a_s = 76{,}6$ dB, also um 8 dB. Die Gesamtdämpfung beträgt somit $a \approx 85$ dB, d. h. $\frac{N_S}{N_E} = 3{,}16 \cdot 10^8$. Also: $N_E = 3{,}16 \cdot 10^{-9}$ W. Bei der gleichen Empfängerrauschleistung N_R ist $\frac{N_E}{N_R} = 2{,}3 \cdot 10^3$, d. h. h = 33,62 dB $\approx$ 34 dB. Wenn jetzt an die Fernseh-Weitverbindung angeschaltet wird, dann ist
$N_{Rmob} = 1{,}375 \cdot 10^{-12}$ W,
$N_{Rstat} = 3{,}98 \cdot 10^{-13}$ W,
$N_{Rges} = 1{,}77 \cdot 10^{-12}$ W bzw.
$\frac{N_E}{N_{R_{ges}}} = 1{,}78 \cdot 10^3$,
das entspricht einem $h_{ges} = 32{,}5$ dB $\approx$ 32 dB. Bei d = 25 km ist also eine Rauschabstandsverringerung um 7 dB zu erwarten.
Hierzu ist noch einmal zu bemerken, daß nur der direkte Strahl Sender—Empfänger berücksichtigt worden ist (quasi Sichtverbindung). Sollte sich außerdem ein Sichtellipsoid dem Geländeschnitt anschmiegen, so sind natürlich Verbesserungen zu erwarten. Es kann aber auch ungünstiger werden, wenn die Bedingungen für eine gerade Fresnel-Zone ungefähr gegeben sind. Die Frage nach der notwendigen Sende- und Empfangsantennenhöhe kann nur im Zusammenhang mit dem Geländeschnitt geklärt werden. Im Stadtgebiet herrschen diffuse Reflexionen vor, also kommt es im wesentlichen darauf an, eine quasioptische Sichtverbindung herzustellen. Bei beliebigem Gelände ergeben sich die Antennenhöhen durch Anlegen des ersten (oder höheren) Sichtellipsoids an den Geländeschnitt. Im Spezialfall eines ebenen Geländes ist dann unter der Voraussetzung ungefähr gleicher Sende- und Empfangsantennenhöhe diese Höhe gleich der kleinen Halbachse des Rotationsellipsoids. Nach Bild 9 ist nun für das erste Sichtellipsoid und d = 10 km: $b_n = 19$ m. Für d = 25 km ist dieser Wert mit $\sqrt{2{,}5} = 1{,}57$ zu multiplizieren, so daß sich ergibt:

$$b_n = 30 \text{ m}.$$

Literatur

[1] G. Megla: Nachrichtenübertragung mittels sehr hoher Frequenzen, Fachbuchverlag Leipzig 1954.
[2] G. Megla: Die Übertragungsverhältnisse der Fernseh-Zubringer-Linie Berlin—Leipzig, Nachrichtentechnik Nr. 3 (1954).
[3] Dokument 907-E der VIII. CCIR Vollversammlung, Warschau 1956.
[4] M. Prohazka: Der Antennengewinn und seine grafische Bestimmung für Richtantennen, Nachrichtentechnik Nr. 10 (1953).

Jahrestagung 1956 der Elektrotechniker der Deutschen Demokratischen Republik

Die Jahrestagung 1956 des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik fand am 1. und 2. Dezember 1956 in Weimar statt. Den Bericht über die Tätigkeit des Fachverbandes gab der Vorsitzende Professor Dipl.-Ing. J. Stanek und sagte unter anderem folgendes:

Vorstand des Fachverbandes

Dem Vorstand gehörten nach der Umbildung im Jahre 1953 fünf Mitglieder und die beiden verantwortlichen Redakteure der Zeitschriften „Deutsche Elektrotechnik“ und „Nachrichtentechnik“ an. Zur allseitigen Beratung in technischen Fragen wurde ein Technischer Rat berufen, dem namhafte Fachkollegen aller Sparten der Elektrotechnik angehören, in dessen Statut die Aufgaben festgelegt sind.
Die Beschlüsse wurden nach Beratung im Technischen Rat im Vorstand fast ausnahmslos einstimmig gefaßt. Den einzelnen Vorstandsmitgliedern wurden bestimmte Aufgaben zugeteilt. Zu den Einzelaufgaben gehörten die Gestaltung des Vortragswesens, die Anleitung der Fachausschüsse, Verhandlungen über Standardisierungsarbeiten, Bildung von Fachvorständen in den Bezirken, Vorbereitung der Jahrestagungen der Elektrotechniker in Weimar und Berichterstattung über die Arbeit des Fachverbandes in der Fach- und Tagespresse.
Die Vorstandsmitglieder übernahmen Patenschaften über die Fachvorstände.

Technischer Rat

In den zwei Beratungen des Technischen Rates im Jahre 1956 wurden unter anderem die Durchführung und der Ablauf der Jahrestagung 1956, die 7. Jahrestagung der Elektrotechniker Weimar 1957, die verantwortliche Bearbeitung, Auslegung und Herausgabe des Vorschriftenwerkes Deutscher Elektrotechniker, die Reorganisation der Fachausschüsse, die Veranstaltung von Fachtagungen, die Arbeit in den Bezirken, die Durchführung der Bezirkskonferenzen und der Arbeitsplan für die freiwillig-technische Gemeinschaftsarbeit beschlossen[1]).

7. Jahrestagung der Elektrotechniker

Die 7. Jahrestagung der Elektrotechniker Weimar 1957 wird vom 3. bis 8. Juni 1957 in Weimar durchgeführt. Die Tagung ist in die Gruppen Starkstromtechnik und Nachrichtentechnik mit folgender Gliederung und Verantwortlichkeit festgelegt:

Gruppe Starkstromtechnik:	
Energieversorgung und Energieverteilung	Ing. Kullack
Elektrische Maschinen und Transformatoren	Prof. Dr.-Ing. Stumpp
Kabel und Leitungen	Direktor Pohler
Regelungstechnik	Dipl.-Ing. Schönfeld
Elektrowärme	Dipl.-Ing. Kolbe
Elektrische Bearbeitungsverfahren	Dipl.-Ing. Trippmacher
Schiffselektrik	Dipl.-Ing. Stange
Gruppe Nachrichtentechnik:	
Theorie der Signale	Prof. Dr.-Ing. Frühauf
Fernsehen und Oszillografie	Dr.-Ing. Neidhardt
Hochfrequenztechnik	Obering. Otto
Röhrentechnik	Dr. Schiller
Bauelemente	Dr. Falter
Drahtnachrichtentechnik	Dipl.-Ing. Baranowski
Meßtechnik	Prof. Dipl.-Ing. Stanek

VDE-Bestimmungen

In Zusammenarbeit mit dem Amt für Standardisierung wurde beschlossen, die VDE-Bestimmungen aus dem Rahmen der Staatlichen Standards herauszulösen und die Bearbeitung, Auslegung und Herausgabe der VDE-Bestimmungen dem Fachverband Elektrotechnik der KdT verantwortlich zu übertragen[2]). Die zwingende Anwendung der VDE-Bestimmungen wird durch die Löschung der Verbindlichkeit als Staatliche Standards nicht aufgehoben, weil die unbedingte Einhaltung der VDE-Bestimmungen durch die Energiewirtschaftsverordnung, die Arbeitsschutzanordnungen und die Hochfrequenzverordnung gefordert wird.

Fachausschüsse

Es bestehen 17 Fachausschüsse (FA) mit 78 Fachunterausschüssen (FUA), von denen 15 Fachausschüsse bereits arbeiten[2]).
Im Berichtsjahr haben die FA und FUA bis Ende Oktober insgesamt 80 Beratungen mit 1187 Teilnehmern abgehalten.
In den Beratungen wurden unter anderem die VDE-Bestimmungen bearbeitet sowie Erdungsfragen, Schutzmaßnahmen, Technische Grundsätze für Blitzschutzanlagen, Kabel und Leitungen, Betriebsvorschriften, industrielle Wärmeanwendung, Infrarottechnik, Straßenbeleuchtung, Funkentstörung, UKW- und Fernsehantennenbau, Akkumulatoren und Ladegeräte, galvanischer Oberflächenschutz und Schaltzeichen behandelt.

Fachtagungen

Im Jahre 1956 wurden vier Fachtagungen mit insgesamt 1650 Teilnehmern durchgeführt.
Am 12. und 13. April 1956 fand die Informationstagung „Industrielle Automatisierung“ mit 800 Teilnehmern in Leipzig statt.
Die Fachtagung „Verstärkerbauelemente“ wurde am 23. Mai 1956 mit 100 Teilnehmern in Leipzig durchgeführt.
Die Fachtagung „Induktionserwärmung“ wurde am 30. Mai und am 1. Juni 1956 mit 400 Teilnehmern in Dresden abgehalten.
Die Fachtagung „Installationsmaterial und Installationsmethoden im Wohnungsbau“ wurde am 22. und 23. November 1956 mit 350 Teilnehmern in Leipzig durchgeführt.

Fachvorstände

Anfang 1956 bestanden nur in wenigen Bezirken der KdT Fachvorstände. Vorbildliche Arbeit wurde in den Bezirken Dresden und Groß-Berlin geleistet[3]). Durch die neue Struktur der KdT, die enge Verbindung zwischen dem Fachverbandsvorstand und den Fachvorständen sowie die Berufung der in allen Bezirken gewählten 1. Vorsitzenden der Fachvorstände in den Technischen Rat wird eine bessere Zusammenarbeit gewährleistet[2]).

Fachsektionen

Die Bildung von Fachsektionen wird voraussichtlich auf örtlicher Kreis-, Gebiets- oder Bezirksebene vorgenommen werden. Bisher bestehen Fachsektionen Elektrotechnik auf Bezirksebene in Potsdam und Gera.

Neuer Vorstand

Der auf der Jahrestagung 1956 des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik gewählte Vorstand, der in seiner konstituierenden Sitzung Herrn Prof. Dipl.-Ing. J. Stanek wieder zum Vorsitzenden wählte, setzt sich wie folgt zusammen:
Prof. Dipl.-Ing. J. Stanek, 1. Vorsitzender, Dr. M. Falter, Prof. Dr. K. Freitag, Ing. H. Kullack, Prof. Dr.-Ing. H. J. Mau, Prof. Dipl.-Ing. K. Pommer, Dipl.-Ing. E. Riemann, Ing. M. Schwertner, Ing. A. Stolle, Prof. Dr.-Ing. E. Stumpp, Obering. H. Waschow, Dipl.-Ing. N. Wass.

[1]) Stanek, J.: Rahmenarbeitsplan des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik, Deutsche Elektrotechnik, Jg. 10 (1956), Heft 12, S. 450.
[2]) Wichtige Beschlüsse des Technischen Rates, Deutsche Elektrotechnik, Jg. 10 (1956), Heft 11, S. 439.
[3]) Berliner Elektrotechniker tagten, Der Elektro-Praktiker, Jg. 11 (1957), Heft 2, S. 49.

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Mit einem kleinen Sender in Taschenformat,** der einen Aktionsradius von zehn Meilen überstreicht, sind 15 Trawler vom Seerettungsdienst in Südschweden ausgerüstet worden. Falls die Geräte sich im Einsatz bewähren, wird ihre Serienproduktion in Schweden aufgenommen.

▼ **Am ersten Bauabschnitt des Institutes für Mathematik und Elektrotechnik** der neuen Hochschule für Elektrotechnik in Ilmenau wurde Ende Januar das Richtfest begangen.

▼ **Berichtigung:** Wir bitten unsere Leser, im Schaltbild des Modulationsmeßgerätes im Heft 2 (1957) S. 41 die Röhrenbezeichnungen wie folgt abzuändern: Rö$_7$ in Rö$_8$; Rö$_8$ in Rö$_9$; Rö$_9$ in Rö$_{10}$ und Rö$_{10}$ in Rö$_7$.

Internationale Fachtagung Bau- und Raumakustik in Dresden

Das Institut für Elektro- und Bauakustik der Technischen Hochschule Dresden veranstaltet vom 5. bis 8. September 1957 in Dresden eine Internationale Fachtagung Bau- und Raumakustik. Auf dem Programm der Tagung stehen folgende Themen:

1. **Bauakustik**
   a) bauakustische Messungen
   b) schallisolierende Baukonstruktionen
   c) Erschütterungsschutz
   d) lärmarme Konstruktion von Maschinen, Fahrzeugen, Industrie- und Verkehrsanlagen (einschl. Luftfahrt)
   e) lärmschützende Bauplanung
2. **Raumakustik**
   a) Nachhallregelung
   b) Messung, Bewertung und Beeinflussung zeitlicher Rückwurffolgen
   c) Messung, Bewertung und Beeinflussung der Diffusität
   d) Pseudostereofonie
   e) Echte Stereofonie

Alle an der Teilnahme Interessierten wenden sich an das Organisationskomitee zur Vorbereitung der Internationalen Fachtagung Bau- und Raumakustik, Dresden A 27, Helmholtzstr. 18.

Fernsehprogramm auf Magnetband gespeichert

Die CBS (Columbia Broadcasting System) sendet gegenwärtig von Montag bis Freitag jeden Abend um 18.15 Uhr (Westküste Normalzeit) ein 15-Minuten-Programm vom Magnetband. Die Aufnahmen erfolgen zwei Stunden vorher im Fernsehstudio der CBS in Hollywood, wobei ein reguläres Programm gespeichert wird, das als Direktübertragung um 18.15 Uhr (Ostküste Normalzeit) vom CBS-Studio in New York für die Ostküste gesendet wird. Vor dem Einsatz der Magnetbandtechnik für die Aufzeichnung von Videosignalen wurden die für den Sendebereich der Westküste vorgesehenen Programme der Ostküste in Hollywood über eine Mikrowellenrichtfunkstrecke empfangen, mit Hilfe der Fernsehfilmaufzeichnung gespeichert und nach zwei Stunden zur gleichen Ortszeit von den angeschlossenen und auf fünf Staaten verteilten 12 Stationen gesendet.

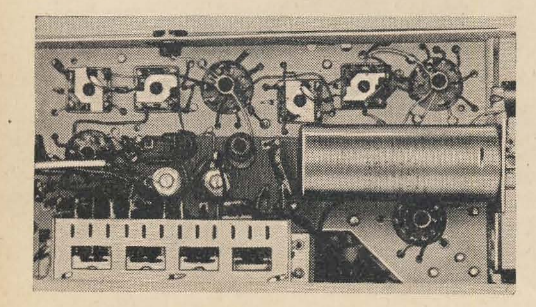
Die Speicherung der Programme auf Magnetband nach dem Ampex-Verfahren [s. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (56) S. 456 u. Nr. 22 (56) S. 682] soll eine Verbesserung der Bildqualität und wirtschaftliche Vorteile ergeben.

Die geplante Frequenzumstellung der Fernsehsender

in der DDR ist nunmehr endgültig beschlossen worden. Wie bereits in Heft 2 berichtet, arbeitet in Berlin der erste Sender des Deutschen Fernsehfunks mit einem Bild-Ton-Abstand von 5,5 MHz. Nach uns vorliegenden Informationen sollen alle Sender der DDR im Laufe dieses Jahres auf die neuen Kanäle und den anderen Bild-Ton-Abstand umgestellt werden. Gleichzeitig wird als Gemeinschaftsaktion der Empfängerindustrie, der RFT-Anlagenbaubetriebe und der Garantiewerkstätten die Umstellung der Empfänger auf Staatskosten durchgeführt. Die neuen Intercarrierempfänger sind bereits auf 5,5 MHz ausgelegt und werden vorzugsweise in die Gebiete ausgeliefert, in denen die Umstellung zuerst erfolgt. Über nähere Einzelheiten hoffen wir in Kürze berichten zu können.

Tauchlötverfahren erhöht Betriebssicherheit

Mit Erfolg führte Blaupunkt das Tauchlötverfahren bei der Empfängerherstellung ein. Sämtliche Kontakte einer Montageplatte werden in einem Bad gleichzeitig gesäubert und in einem zweiten Bad gleichzeitig gelötet, wodurch eine sichere Säuberung und Lötung erzwungen wird, da sämtliche Lötstellen bei einer bestimmten Temperatur gleichlange erhitzt und mit der relativ gleichen Menge Lötzinn versehen werden. Hierdurch sind die häufigsten Ursachen fehlerhafter Lötstellen beseitigt.

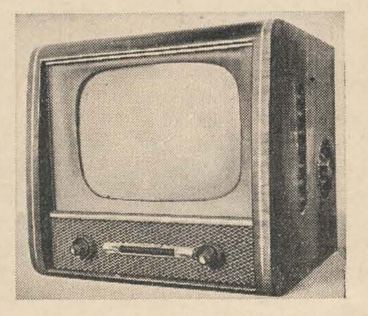


Ein Ausschnitt aus der im Tauchlötverfahren behandelten Chassisunterseite des Blaupunkt Kleinstsupers „Ballett"

Voraussetzung für die Anwendung des Tauchlötverfahrens ist die Verwendung einer Grundplatte aus Isoliermaterial und die von der bisher üblichen Methode abweichende Anordnung sämtlicher Einzelteile auf der Chassisoberseite. Alle zugehörigen Lötfahnen müssen zur Unterseite geführt werden, wo sie möglichst gleichmäßig weit von der Isolierplatte abstehen.

Leipziger Frühjahrsmesse

Rundfunkempfänger, Fernsehgeräte, Plattenspieler und Tonbandgeräte stellt die Industrie der DDR in diesem Jahre nicht, wie bisher üblich, in Halle VII auf dem Gelände der Technischen Messe, sondern im Städtischen Kaufhaus, Neumarkt 9—19, aus. Hochwertige Meßgeräte sowie Rundfunk- und Fernsehempfänger wird die CSR u. a. in ihrer Kollektivausstellung zeigen. Die Ungarische Volksrepublik kündigte ebenfalls elektrische Meßgeräte und Rundfunkempfänger an, während in der Halle der Volksrepublik China neben Rundfunkgeräten und Plattenspielern auch Rundfunkröhren aus dem neuen Pekinger Röhrenkombinat gezeigt werden. Das Technik-Angebot der französischen Kollektivschau enthält interessante Einrichtungen für Fernsehstudios.



Ein neuer sowjetischer Fernsehempfänger „Temp 3" mit 43-cm-Bildröhre

Absatzstockung in der amerikanischen Fernsehindustrie

Die „Neue Züricher Zeitung" meldete am 11. 1. 57: „New York, 5. Jan. -hfg- Das Weihnachtsgeschäft in Fernsehempfängern hat die Erwartungen von Industrie und Handel enttäuscht, und die Händler in den meisten Gebieten der Vereinigten Staaten klagen über außergewöhnlich hohe Bestände an Apparaten am Ende des Jahres. Angesichts dieser Lage sind mehrere große Erzeuger von Fernsehempfängern zu drastischen Produktionskürzungen im neuen Jahr geschritten. Die Geschäftsleitung der General Electric Co. teilt mit, daß sie ihr Werk für die Herstellung von Televisionsapparaten in Syracuse (New York) ab 21. Januar auf eine Woche ganz stillegen und danach die Produktion kürzen wird. Von dieser Maßnahme werden 4200 Arbeiter betroffen, von denen 1200 mit der Entlassung auf unbestimmte Zeit rechnen müssen. Die Radio Corp. of America hat die laufende Produktion in ihrem Werk in Bloomington (Iniana) auf unbestimmte Zeit reduziert; wie verlautet, sollen hier 1800 Arbeiter entlassen werden. Einige andere Produzenten haben ihre Erzeugung schon seit November dem geringeren Absatz angepaßt."

Nach einer vorläufigen Jahresübersicht des Zentralverbandes der elektrotechnischen Industrie

ist die Zunahme der Produktion und der Umsätze der westdeutschen Elektroindustrie 1956 ständig geringer geworden. Die Erzeugung stieg um 13,6% (1955 28,6%) auf 12,1 Mrd. DM, während der Umsatzwert um 15,7% (1955 29,9%) auf 12,6 Mrd. DM zunahm.

Eine neue Röhre für die Eingangsstufe im Fernsehempfänger

ist die 300-mA-Röhre PCC 88 von Valvo. Diese Röhre wird ebenso wie die E 88 CC in Spanngittertechnik hergestellt, ist aber durch die teilweise etwas vereinfachten Fertigungsmethoden wesentlich billiger als die kommerzielle Röhre E 88 CC, deren Einsatz sich in Kaskodeeingangsschaltungen von Fernsehempfängern, die in Gebieten mit ungünstigen Empfangsverhältnissen arbeiten, gut bewährt hat. Die technischen Daten beider Röhren unterscheiden sich nur unwesentlich. Infolge des kleinen Abstandes Katode—Gitter konnten die gleiche Steilheit (12,5 mA/V), geringe Elektronenlaufzeiten und kleine Eingangskapazitäten erzielt werden.

Neu in der blauen Reihe der Valvo-Farbserie

ist die Röhre 6201, die in ihren Daten weitgehend der amerikanischen Röhre 12 AT 7 sowie der ECC 81 entspricht. Ihre besonderen Kennzeichen sind hohe Zuverlässigkeit und Vibrationsfestigkeit. Der P-Faktor, der den Röhrenausfall kennzeichnet, liegt bei 1,5‰ für 1000 Betriebsstunden. Die Röhre ist in der Lage, Schwingungen von 2,5 g Beschleunigung bei 50 Hz mechanischer Stoßfrequenz in verschiedenen Richtungen sowie Stoßbeschleunigungen bis zu 500 g über kurze Perioden betriebssicher aufzunehmen. Der Sockel ist in Novaltechnik ausgeführt.

Nordlichterscheinungen beobachtet

Wie bereits in der Tagespresse bekanntgegeben, wurde am späten Abend des 21. 1. ein starkes Nordlicht auch an verschiedenen Orten der DDR beobachtet. In Dresden war z. B. gegen 22.30 Uhr MEZ zunächst ein flacher Bogen (homogener Bogen) von weißlicher Färbung zu sehen, der sich von NW bis NO hinzog. Später, gegen 23.30 Uhr MEZ, nahm das Nordlicht fast einen ganzen Himmelsquadranten ein und reichte von NW bis NO und vom Horizont bis nahezu an den Zenit. Die Färbung war dann ein lebhaftes Karminrot, teilweise etwas ins Lila spielend. Im NNO, etwa 50° über dem Horizont, im Gebiet des Großen Bären, bildete sich eine koronaartige Erscheinung, die zeitweise die Sterne erheblich überstrahlte.

Die Nordlichterscheinungen sind stets mit mehr oder weniger starken Störungen der Ionosphäre verbunden. Ein außerordentlich starkes Fading auf Kurzwelle, das gleichzeitig beobachtet wurde, deutet auch auf eine Ionosphärenstörung hin.



SELBSTGEBAUTE TRANSISTOREMPFÄNGER

Im Dezember 1955 wurde in den Versuchswerkstätten des C. v. Ossietzky-Werkes auf Anregung des Entwicklungsleiters, Nationalpreisträger Dr. Falter, ein einfacher Kleinstempfänger mit Transistoren gebaut. Wenn es sich auch nicht um eine Entwicklung im eigentlichen Sinne handelte, so lenkte das kleine, schnell zusammengebaute Gerät doch, wie beabsichtigt, die Aufmerksamkeit auf die neuen Möglichkeiten, die die Transistortechnik bietet. Der Verfasser übernahm die Ausführung des Gedankens um so lieber, als er es für kein Vergnügen hält, mit der zusätzlichen Belastung von einigen Kilogramm im Schweiße seines Angesichts durch die sommerlichen Gefilde zu ziehen und dazu noch mit Lautsprechermusik andere Zeitgenossen zu belästigen bzw. selbst belästigt zu werden.

Das Bild 1 zeigt die praktische Ausführung der „sprechenden Taschenlampe“, die bequem in der Rock- oder Hosentasche unterzubringen ist. Die Gedanken, die dem Schaltungsentwurf zugrunde gelegt wurden, sollen hier kurz in einfachster Form erläutert werden, um dem Praktiker die Dinge näherzubringen, ohne ihn mit abstrakten, vierpoltheoretischen Betrachtungen zu belasten. Der Leser wird nach der Lektüre hoffentlich zu dem Schluß kommen, daß wirklich „alles ganz einfach“ ist.

Bild 1: Ansicht der „sprechenden Taschenlampe“

Bei Verstärkern mit Röhren oder Transistoren hat üblicherweise die Endstufe in erster Linie die Aufgabe, die der Batterie entnommene Gleichstromleistung in eine möglichst große Wechselstromleistung umzuformen. Bei der Endstufe ist eine hohe Verstärkung zwar erwünscht, aber nicht Bedingung. Man setzt im allgemeinen voraus, daß der zur Aussteuerung der Endstufe notwendige Steuerstrom (beim Transistor) oder die notwendige Steuerspannung (bei der Röhre) vom Vorverstärker aufgebracht werden kann. Da die Gleichstrom-Wechselstrom-Umformungsbedingungen für Endverstärker mit Röhren als rein geometrische Probleme untersucht werden [1], kann man die Ergebnisse sinngemäß und ohne Schwierigkeiten auf die bei Transistoren vorliegenden Verhältnisse übertragen, zumal deren Kollektorstrom-Kollektorspannungskennlinienscharen dem Ideal noch näher kommen als die Kennlinienfelder von Pentoden. Als Ergebnis der Untersuchungen über die Leistungsverhältnisse bei Pentodenendstufen im sogenannten A-Betrieb, die unter anderem bei [1] zusammenfassend wiedergegeben sind[1]), ist wohl jedem Praktiker bekannt, daß man den günstigsten Außenwiderstand für einen bestimmten Arbeitspunkt als Quotienten aus der Anodengleichspannung und dem Anodengleichstrom mit guter Annäherung ermitteln kann. Bei den bekannten Röhren AL 4, EL 11 ist z. B.:

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} = \frac{250\ \text{V}}{36\ \text{mA}} \approx 7\ \text{k}\Omega.$$

Diese Faustregel für die Dimensionierung einer Endstufe in A-Betrieb wurde nun aber im vorliegenden Falle nicht angewandt. Es lag nämlich fest, daß das Gerät als elektroakustischen Wandler am Ausgang die Hörmuschel eines Kopfhörers enthalten sollte. Wenn beide Kopfhörerspulen der Muschel, wie üblich, in Reihe liegen, haben sie bekanntlich einen Gleichstromwiderstand von $R = 2\ \text{k}\Omega$, und bei einer Frequenz von 1 kHz rechnet man mit einer Impedanz von etwa $Z = 5\ \text{k}\Omega$. Legt man beide Spulen parallel, so kommt man auf einen Gleichstromwiderstand von 500 Ω und eine Impedanz $Z = 1{,}25\ \text{k}\Omega$. Ein Ausgangsübertrager sollte aus Raum- und Gewichtsgründen auf alle Fälle vermieden werden. Es war also lediglich zu prüfen, welcher der beiden genannten Lastwiderstände am günstigsten ist. Dabei kam es nicht unbedingt auf größtmögliche Leistungsabgabe an, sondern Kopfhörerlautstärke genügte. Diese ist nach den Erfahrungen von Empfängerkonstrukteuren und Kurzwellenamateuren dann vorhanden, wenn am Doppelkopfhörer, der eine Impedanz von 10 kΩ hat, eine Tonfrequenzspannung von 1 V_{eff} liegt. Das ist gleichbedeutend mit einer Sprechleistung von:

$$N = \frac{U^2}{R} = \frac{1}{10^4} = 0{,}1\ \text{mW}.$$

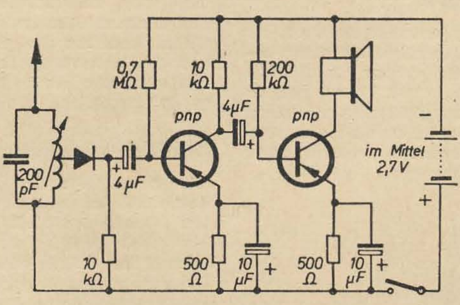
Da hier nur eine Hörmuschel vorhanden ist und das andere Ohr Störschall aufnimmt, wird man als Mindestwert auch diese 0,1 mW Ausgangsleistung fordern müssen.

Nach einigen Überlegungen wurde der Arbeitspunkt mit Rücksicht auf geringen Stromverbrauch und minimale Batteriemaße wie folgt festgelegt: mittlere Batteriespannung $U_B = 2{,}7\ \text{V}$ bei Kollektorstrom $I_c = 0{,}5\ \text{mA}$ und Kollektorspannung $U_c = U_b - I_c \cdot R - U_e = 2{,}7 - 0{,}5 \cdot 2 - 0{,}2 = 1{,}5\ \text{V}$. Mit $U_e = 0{,}2\ \text{V}$ wurde dabei der Spannungsabfall am Emitterwiderstand berücksichtigt. Dieser Arbeitspunkt wird durch den 200-kΩ-Widerstand im Blockkreis (Bild 2) eingestellt. Aus Bild 3 entnimmt man dann, daß der Kollektorstrom um den Arbeitspunkt mit dem Spitzenwert $\pm\ 0{,}27$ mA ausgesteuert wird, während die Spannungsamplitude den Wert von 1,35 V erreichen kann. Die Spannungsaussteuerung in Richtung kleiner Kollektorspannungswerte wird bei Transistoren analog zu der sogenannten Restspannung bei Vakuumröhren [1] durch die Kniespannung begrenzt, die hier bei den relativ kleinen Kollektorströmen etwa 0,15 V beträgt. Die maximal mögliche Ausgangsleistung ergibt sich somit aus dem im Bild 3 schraffierten Leistungsdreieck zu:

$$N = \frac{(U_c - U_{Knie}) \cdot \Delta I_c}{2} = \frac{1{,}35 \cdot 0{,}27}{2} = 0{,}182\ \text{mW}.$$

Eine Aussteuerungsbegrenzung der anderen Halbwelle durch den Kollektorrest-

Bild 2: Schaltung des Transistorkleinempfängers nach Bild 1



[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1955) Seite 493, Leistung und Wirkungsgrad des A-Verstärkers.

strom, d. h. durch den bei einem Blockstrom $I_b = 0$ fließenden Kollektorstrom von etwa 150 μA, tritt in diesem Falle nicht auf, da im Maximum der negativen Stromhalbwelle immer noch ein Kollektorstrom von 230 μA fließt. Da bereits — wie erläutert — eine Ausgangsleistung von 0,1 mW als gute Kopfhörerlautstärke zu bezeichnen ist, reichen die hier erzielbaren 0,18 mW vollauf aus.

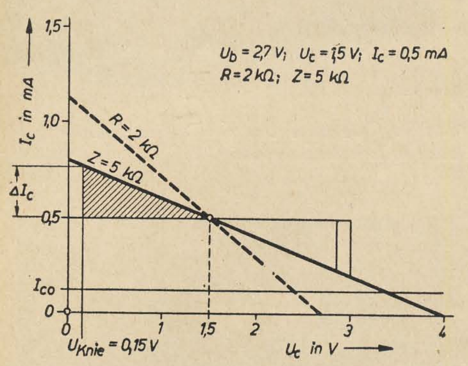


Bild 3: Lage des Arbeitspunktes und der Aussteuerungsverhältnisse für die Endstufe des Empfängers nach Bild 2

Hätte man die beiden Spulen der Kopfhörermuschel parallel geschaltet (Z = 1,25 kΩ), so wäre bei einem Kollektorstrom von 1 mA etwa die doppelte Ausgangsleistung zu erzielen gewesen. Das war aber nicht nötig. Bleibt man bei einer Lastimpedanz von 5 kΩ, so erhält man eine etwa viermal größere Leistungsverstärkung, die hier mehr erwünscht ist als eine große Ausgangsleistung.

Trotz des relativ hohen Lastwiderstandes kann man sagen, daß die Endstufe ausgangsseitig noch im Kurzschluß arbeitet. Gegenüber einer genaueren Durchrechnung nach der Vierpoltheorie ergibt sich durch diese vereinfachende Annahme zwar ein Fehler von 20%, der aber für eine Überschlagsrechnung im Hinblick auf die sonstige Streuung und Temperaturabhängigkeit der Transistordaten zu vernachlässigen ist. Eingangsseitig arbeitet die Endstufe im Leerlauf, da der Ausgangswiderstand des Vorstufentransistors erheblich größer ist. Diese Feststellung, von deren Richtigkeit man sich durch eine Messung oder eine Rechnung überzeugen kann[1], ist gleichbedeutend mit der Tatsache, daß die Vorstufe ebenso wie die Endstufe kollektorseitig im Kurzschluß arbeitet. Diese Verhältnisse liegen bei RC-gekoppelten Transistorverstärkern übrigens stets vor, und wir können uns von den Pegelverhältnissen an den einzelnen Punkten der Transistorkaskade ein ähnliches Bild wie bei einem Röhrenverstärker machen, wenn wir an Stelle der Spannungsverstärkung die Stromverstärkung (h'_{21}) und statt der Spannung den Strom als Pegelmaß benutzen. Diese Übersicht gibt uns die nebenstehende Tabelle, die für volle Aussteuerung der Endstufe gilt.

Daraus ersehen wir, daß zur Aussteuerung der Endstufe nur ein Blockwechselstrom von 3,3 μA benötigt wird. Wir können also den Vorstufentransistor mit relativ kleinem Kollektorstrom und dem relativ hohen Widerstand von 10 kΩ im Kollektorkreis betreiben. Dadurch sparen wir Batterieleistung und gewinnen wegen der günstigeren Stromverteilung an Verstärkung, so daß die Vorstufe einen Kollektorwechselstrom von nur 4,5 μA aufzubringen hat. Diese Dimensionierungsregel darf man aber nicht verallgemeinern. Es standen in diesem Falle besonders günstige Einzelexemplare von Transistoren aus der Entwicklungsserie zur Verfügung. Im allgemeinen ist es so, daß die Stromverstärkung mit fallendem Kollektorstrom (unter 0,5 bis 1 mA) stark absinkt. Man wird also den Verstärkungsverlust durch abfallende Stromverstärkung und den Verstärkungsgewinn durch günstigere Stromverteilung infolge eines größeren Widerstandes im Kollektorkreis gegeneinander abwägen müssen.

Endstufe
Scheitelwert des Kollektorwechselstromes für Vollaussteuerung: $\hat{i}_{c2} = 0{,}27$ mA = 270 μA (Bild 3) Effektivwert des Kollektorwechselstromes bei Vollaussteuerung: $i_{c2} = 190\ \mu$A
Stromverstärkung der Endstufe (berechnet): $h'_{21} = 57$
Daraus ergibt sich der zur Aussteuerung notwendige Blockwechselstrom: $i_{b2} = 3{,}3\ \mu$A
Zwischen dem Blockkreis der Endstufe und dem Kollektorkreis der Vorstufe tritt ein Pegelverlust auf. Da der Eingangswiderstand der Endstufe etwa 3,3 kΩ (angenähert h'_{11}) beträgt und der Widerstand im Kollektorkreis der Vorstufe 10 kΩ groß ist, fließt ein Viertel des Kollektorwechselstromes über den letzteren ab. Es wird also: $i_{c1} = 4{,}5\ \mu$A
Vorstufe
$i_{c1} = 4{,}5\ \mu$A
Stromverstärkung der Vorstufe (h'_{21}) = 45
Daraus resultiert ein Blockwechselstrom: $i_{b1} = 0{,}1\ \mu$A
Der Eingangswiderstand des ersten Transistors beträgt bei dem geringen Kollektor- und Blockwechselstrom der Vorstufe etwa 5 kΩ. Am Eingang wird also zur Vollaussteuerung eine niederfrequente Wechselspannung von $u_{b1} = 0{,}5$ mV benötigt.
Leistungsverstärkung: $\frac{182 \cdot 10^{-6}}{0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-7}} = 3{,}6 \cdot 10^{6} \approx 65$ dB

Aus der Tabelle sehen wir dann weiter, daß der Transistorverstärker am Eingang mit 0,1 μA oder 0,5 mV an 5 kΩ voll ausgesteuert ist. Diese hohe Empfindlichkeit bedingt, daß am Empfangsgleichrichter, der hier aus einer Germaniumdiode mit kleiner Sperrspannung und hohem Flußstrom bestand, eine entsprechend kleine, hochfrequente Signalspannung ausreicht. Es liegt der von Barkhausen [2] mit A-Gleichrichtung bezeichnete Sonderfall vor. Der auf der niederfrequenten Seite des Demodulators erreichbare Niederfrequenzstrom nimmt mit dem Quadrat der Hochfrequenzspannung am Eingang ab [3] und wird schließlich Null, wenn das durch die HF-Spannung ausgesteuerte Kennlinienstück so klein wird, daß es als eine Gerade angesehen werden kann. Wir können hier also bei Eingangsspannungen von einigen Millivolt nur einen geringen Gleichrichterwirkungsgrad erwarten, der zudem noch, da er außerhalb der üblichen Fertigungstoleranzen liegt, bei verschiedenen Diodenexemplaren stark schwankt. Messungen ergaben, daß man bei derartig gering ausgesteuerten Germaniumdioden mit kleinem Lastwiderstand mit einem Pegelverlust von 1 : 15 bis 1 : 20 rechnen muß. Dies bezieht sich auf eine 80- bis 90%ige Modulation, die in diesem Falle vorausgesetzt werden muß, weil sich die Durchrechnung des Verstärkers auf Vollaussteuerung bezieht. Somit muß an den Eingangsklemmen des Gleichrichters eine Hochfrequenzspannung von etwa 10 mV stehen, um 0,5 mV NF-Spannung (an 3 bis 4 kΩ) zu erzielen.

Der Eingangskreis besteht aus einem Variometer mit verschiebbarem Ferritkern. So wird ein voluminöser Drehkondensator vermieden. Die L-Variation reicht fast aus, um den gesamten Mittelwellenbereich zu bestreichen. Der Resonanzwiderstand ist naturgemäß stark von der Frequenz bzw. der Stellung des Ferritkerns abhängig und beträgt im Mittel 100 kΩ. Bei der Wahl der Anzapfung für den Gleichrichter muß man berücksichtigen, daß hier als hochfrequenter Dämpfungswiderstand nicht, wie sonst bei größeren Amplituden üblich und richtig, die Hälfte des Belastungswiderstandes einzusetzen ist, sondern daß hier im Falle der A-Gleichrichtung an den Eingangsklemmen der aus der Diodenkennlinie zu ermittelnde differentielle Gleichrichterwiderstand wirksam wird [3]. Er ist etwa gleich dem sogenannten Nullpunktwiderstand der Diode und beträgt 20 bis 25 kΩ. Die optimale Anzapfung würde also bei der Hälfte der Gesamtwindungszahl der Kreisspule liegen ($ü^2 = 4$). Zur Verbesserung der Trennschärfe wurde jedoch ein Windungsverhältnis von 1 : 3 gewählt. Am „heißen“ Ende des Schwingkreises ist demnach zur Vollaussteuerung eine HF-Spannung von 30 mV erforderlich. Das Gerät erhielt eine 1,5 m lange Wurfantenne und ergab in den Randgebieten von Berlin im Freien einwandfreien Empfang aller Ortssender, wenn man die Antenne hochhielt oder an einen Drahtzaun u. ä. durch Auflegen des isolierten Antennendrahtes extrem lose ankoppelte. In Gebäuden mußte man die Wurfantenne in ähnlicher Weise auf eine Telefon-

[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1956) Seiten 481 und 483.

zuleitung oder die Netzschnur einer Tischlampe legen. Bemerkenswert ist noch die Erschütterungsunempfindlichkeit des Gerätes. Man kann es ruhig aus Tischhöhe auf einen Holzfußboden fallen lassen.
Als praktische Anwendung ähnlicher Empfängerkonstruktionen mit hoch verstärkendem Transistor-Niederfrequenzverstärker sind inzwischen bekanntgeworden:
Einfaches Prüfgerät für hochfrequente Drahtfunkanlagen, Lecksuchgerät für HF-Abschirmungen mit induktiver Sonde im Eingang (Philips) und Leitstrahlempfänger für das 3-cm-Band mit Miniaturhornstrahler und Siliziumdiode im Eingang (Pye). Das letztgenannte Gerät hat die Größe einer großen Zigarettenschachtel und erlaubt kleinsten Schiffen, wie Heringsloggern und Fischkuttern, eine sichere Hafeneinfahrt bei Nebel und Dunkelheit. Es könnte sogar in einem Paddelboot mitgeführt und benutzt werden.
Zum Schluß sei noch darauf hingewiesen, daß die hier gemachten Angaben kein Rezept für eine Standarddimensionierung darstellen. Der Verfasser hofft vielmehr, mit den vorstehenden Zeilen an Hand eines praktischen Beispiels die Grundzüge des Entwurfs von Transistorverstärkern in einer verständlichen und bewußt vereinfachten Form einigermaßen klargestellt zu haben. *Elektronus*

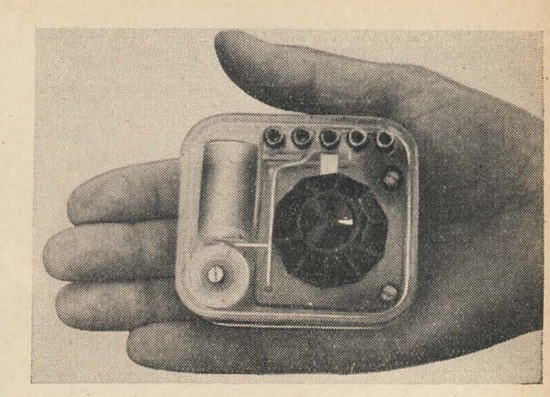


Bild 5: Oberseite des von Herrn Steiner gebauten Transistorempfängers

Herr Klaus Steiner stellte uns die Beschreibung eines von ihm gebauten Transistorkleinempfängers zu, die wir unseren Lesern wegen ihrer Einfachheit nicht vorenthalten wollen.

Bild 4 zeigt die Schaltung des Gerätes, bestehend aus Detektorempfänger und zweistufigem NF-Verstärker. L_1 ist eine beliebige Massekernspule, bewickelt mit etwa 70 Windungen Hochfrequenzlitze. Den Abstimmdrehkondensator C_1 von 500 pF wählt man mit Trolituldielektrikum. Kurze Antennen werden bei A_2, längere bei A_1 angeschlossen. Die Demodulation erfolgt durch eine Germanium-

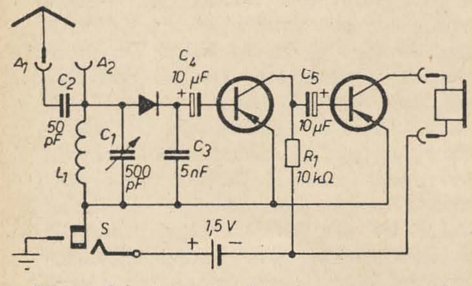


Bild 4: Schaltung des Transistortaschenempfängers

diode. Als Kopplungskondensatoren C_4 und C_5 dienen Niedervoltelkos von je 10 µF, deren Polung zu beachten ist. Die hier benutzten Transistoren TF 65 von Siemens[1]) arbeiten in Emitterbasisschaltung. Zwischen den beiden Transistorstufen ist lediglich der Arbeitswiderstand R_1 von 10 kΩ vorgesehen. Gespeist wird der Empfänger von einer 1,5-V-Monozelle einer kleinen Stabbatterie. Durch eine unterhalb der Erdbuchse angebrachte Blattfeder wird die Monozelle bei Einführung des Erdleitungssteckers eingeschaltet.
Der mechanische Aufbau ist völlig unkritisch und kann je nach Geschmack und verfügbarem Material gestaltet werden. Wie die Bilder zeigen, wurde das Gerät in den Deckel eines Plexiglasbehälters (für Medikamente) mit den Ausmaßen 75 × 65 mm eingebaut. Als Anschlußbuchsen für Antenne, Erde und Kopfhörer dienen 3-mm-Buchsen aus alten Röhrenfassungen mit abgesägten Lötnäpfen. Die als Einschalter dienende gekröpfte Messingblattfeder wird dicht neben der Achse des Abstimmdrehkos innerhalb des Gehäuses festgenietet oder geschraubt. Das federnde Ende ist der unteren Öffnung der Erdbuchse auf etwa 1 mm genähert, so daß erst der in die Erdbuchse eingeführte Stecker die Blattfeder berührt und die Verbindung mit dem Element herstellt. Wenn man an die drei unbesetzten Hohlnieten des Drehkos mit durchgehenden 2-mm-Schrauben Lötösen anbringt, so ergeben sich genügend Stützpunkte zum Einlöten der Einzelteile. Auch das 1,5-V-Element wird an etwas stärkere Verbindungsdrähte angelötet. Beim Einlöten der Germaniumdiode und der Transistoren müssen die Anschlußdrähte mit der Flachzange gehalten werden, um ein Abfließen der Lötwärme zu den Kristalloden zu verhindern. Es ist ratsam, die Anschlußdrähte nicht allzusehr zu kürzen.
Für den Empfang im Freien benutzt man als Antennen- und Erdleitung einige Meter isolierte Zimmerantennenlitze, die man beim Transport auf die Zarge des Kästchens aufwickelt. Der Antennendraht kann auf einen Strauch gelegt oder an einen Baum gehängt werden. Von beachtlichem Einfluß auf den Empfangserfolg ist eine gute Erdverbindung. Eine in den Erdboden gesteckte Taschenmesserklinge ist in den meisten Fällen ausreichend.

Im Modell verwendete Einzelteile:

1 Hartpapierdrehkondensator 500 pF
1 Massekernspule
1 Germaniumdiode
2 Transistoren (TF 65, Siemens)
2 Elektrolytkondensatoren, je 10 µF (Niedervolt)
1 Keramikkondensator 50 pF
1 Rollkondensator 5 nF
1 Schichtwiderstand 10 kΩ, 0,25 W
5 Kleinbuchsen 3 mm
1 kl. Element 1,5 V
1 Einstellknopf
1 Kopfhörer etwa 2 kΩ

[1]) Siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1956) Seite 479.

Bild 6: Unterseite des Empfängers mit Verdrahtung

Anmerkung der Redaktion:

Wir haben beide Schaltungen in unserem Labor nachgebaut und erprobt. Es standen uns zwei Transistoren OC 811, 2. Wahl, vom VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky", Teltow, zur Verfügung. Als Diode wurde eine OA 642 des gleichen Werkes verwandt.
Die Schaltung der „sprechenden Taschenlampe" wurde nur insofern leicht abgeändert, als wir an Stelle der induktiven Abstimmung einen normalen Drehkondensator verwendeten. Als Schwingkreisinduktivität diente ein Topfkern aus üblichem HF-Eisen, für die Wicklung wurde selbstverständlich HF-Litze benutzt. Zweifellos ist die Anwendung einer induktiven Abstimmung günstiger, weil sich dadurch ein besseres L/C-Verhältnis ergibt. Der große Einfluß des L/C-Verhältnisses auf die Empfindlichkeit des Empfängers wurde auch dadurch erkenntlich, daß der Austausch des 500-pF-Drehkondensators gegen einen 100-pF-Drehkondensator bei entsprechender Vergrößerung der Induktivität eine beträchtliche Lautstärke- und Trennschärfezunahme ergab. Der Einbau eines Hartpapierdrehkondensators mit minderwertigem Dielektrikum verschlechterte die Empfindlichkeit des Gerätes außerordentlich.
Die Empfangsversuche wurden sowohl im Zentrum als auch im Randgebiet von Berlin durchgeführt. Die durchschnittliche Länge der Wurfantenne betrug 2 m. Eine Erde wurde nicht verwendet. Die Lautstärke war dabei so groß, daß das gesprochene Wort noch in 0,5 m Abstand vom Kopfhörer verständlich war. Hierzu muß jedoch bemerkt werden, daß der Empfang

im Hof eines mehrstöckigen Gebäudes wesentlich schwächer war, während bereits in 10 bis 15 m Abstand von größeren Gebäudekomplexen die erwähnte gute Lautstärke erzielt wurde. Innerhalb von Gebäuden war der Empfang natürlich je nach der Bauweise und Höhe des Stockwerkes wesentlich schwächer als im Freien. Im Freien äußerte sich jedes halbe Meter Antennenhöhe als großer Lautstärkeunterschied. Auf dem höchsten Punkt der Müggelberge ergab sich so starker Empfang, daß die Endstufe völlig übersteuert und die Wiedergabe stark verzerrt war. Ein Herabsetzen der Betriebsspannung auf 1,5 V (Monozelle) brachte keine wesentlichen Unterschiede.

Die Schaltung von Herrn Steiner lieferte nicht so gute Ergebnisse, da dieses Gerät vom Verfasser wegen des möglichst gedrängten Aufbaus mit geringstem Aufwand geschaltet wurde. Der Austausch der Transistoren OC 811 gegen OC 810 bzw. OC 602 (Telefunken) änderte an den Empfangsergebnissen nichts.

Literatur

[1] Rothe-Kleen: Elektronenröhren als End- und Sendeverstärker. Akadem. Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig, 1940.

[2] Barkhausen: Lehrbuch der Elektronenröhren. 4. Band. Gleichrichter und Empfänger. § 5 und § 27. 4. Aufl. S. Hirzel-Verlag, Leipzig.

[3] Rothe-Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter, 2. Aufl., IX. Kapitel. Akadem. Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig, 1948.

Schaltungen mit neuen HF-Transistoren

Die Valvo GmbH hat die Reihe ihrer Transistoren durch zwei Hochfrequenztransistoren vervollständigt.

Der pnp-Transistor Typ OC 45 in Allglastechnik eignet sich besonders für HF- und ZF-Verstärker, Oszillatoren und Impulsschaltungen. Während bei den bisher entwickelten NF-Transistoren die Grenzfrequenz in Blockbasisschaltung in der Nähe von 300 kHz liegt, sind mit dem neuen Typ OC 45 Frequenzen von etwa 6 MHz (50 m Wellenlänge) erreichbar. In Verbindung mit einer niedrigen Kollektorkapazität und einem geringen Widerstand der Blockzuleitung ergibt sich mit dieser erhöhten Grenzfrequenz eine wesentliche Erweiterung des Anwendungsbereiches für Transistoren. Neben der besonderen Eignung zum Einsatz in ZF-Verstärkern läßt sich der Typ OC 45 durch seine hohe Grenzfrequenz darüber hinaus in Impulsschaltungen oder anderen Verstärkern verwenden, bei denen die gewünschte Flankensteilheit mit den bisherigen Transistoren nicht erreicht werden konnte.

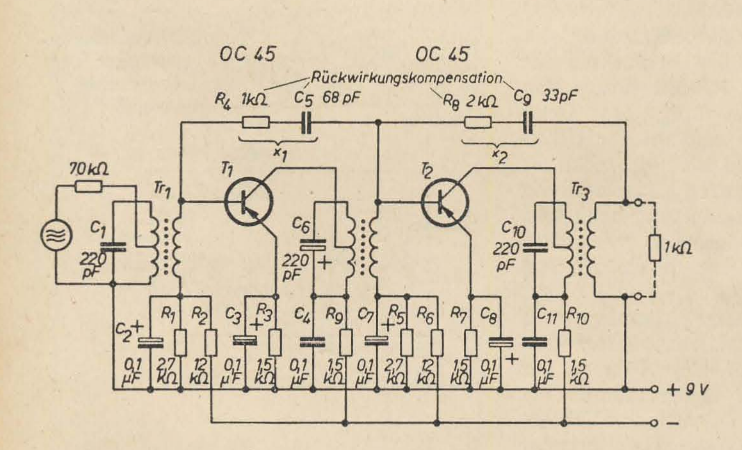


Bild 1: Zweistufiger ZF-Verstärker mit zwei OC 45, ZF = 455 kHz

Bei der im Bild 1 dargestellten Musterschaltung eines zweistufigen ZF-Verstärkers (ZF = 455 kHz) sind die Betriebsdaten des Transistors OC 45:

Kollektorspannung $-U_c = 6$ V,
Kollektorstrom $-I_c = 1$ mA,
Leistungsverstärkung bei 455 kHz $g = 59$ dB (im linearen Maßstab $8 \cdot 10^5$).

Die Stromverstärkung dieses Typs in Emitterbasisschaltung beträgt $h'_{21} = 40$, in Blockbasisschaltung ist sie $h_{21} = -0{,}975$.

Die obere Grenzfrequenz in Emitterbasisschaltung ist um den Faktor $(1 + h_{21}) = (1 - 0{,}975) = 0{,}025$ kleiner als der entsprechende Wert für Blockbasisschaltung. Sie beträgt somit etwa 2,5% von 6 MHz, das sind 150 kHz.

Es ist üblich, das Verhalten eines Transistors bei Zuführung von Kleinsignalen (das sind Signale, bei denen der Transistor nur geringfügig angesteuert wird) in einem aus ohmschen Widerständen zusammengesetzten T-Ersatzschema darzustellen, wobei auch vorausgesetzt werden muß, daß das zu verstärkende Kleinsignal mit seiner Frequenz genügend weit unter der oberen Frequenzgrenze liegt. Für die Untersuchung des dynamischen Verhaltens eines Transistors bei höheren Frequenzen ist es zweckmäßiger, ein aus Widerständen und Kondensatoren zusammengesetztes π-Ersatzschaltbild zugrunde zu legen (Bild 2). Mit einem solchen Vierpolschema für die in der Hauptsache interessierende Emitterbasisschaltung des Transistors OC 45 können die Verhältnisse auf der Eingangsseite ziemlich genau erfaßt werden. Die Größe $r_{bb'}$ stellt den außerhalb des eigentlichen Transistorelementes liegenden Widerstand dar, der zwischen dem äußeren Blockanschluß b und einem fiktiven Punkt b' im Inneren des Blockes liegt. Dieser Widerstand ist für das Gesamtverhalten des Transistors für HF-Verstärkung von besonderer Bedeutung, da mit zunehmender Signalfrequenz eine Spannungsteilung am Eingang auftritt, so daß die aufgewandte Steuerleistung immer mehr im Widerstand $r_{bb'}$ verloren geht. Durch Wahl eines geeigneten Ausgangsmaterials für den Block sowie durch eine geometrisch vorteilhafte Kontaktierung der Blockzuleitung konnte dieser

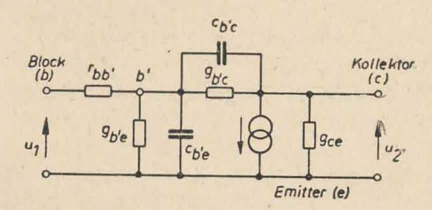


Bild 2: π-Ersatzschaltbild eines HF-Transistors in Emitterbasisschaltung

Widerstand von etwa 250 Ω bei NF-Transistoren auf einen mittleren Wert von 75 Ω beim HF-Transistor OC 45 herabgesetzt werden. In erster Näherung kann diese Widerstandsgröße als konstant angesehen werden; dagegen sind der Querleitwert $g_{b'e}$ sowie die Kapazität $c_{b'e}$ ihrer Natur nach stark stromabhängig. Insbesondere ist bei hohen Betriebsfrequenzen die von der wirksamen Kollektorspannung $-U_c$ abhängige Kapazität $c_{b'e}$ für die Rückwirkung maßgebend. Für den Arbeitspunkt $-U_c = 6$ V und $I_e = 1$ mA ist der Wert der Kapazität $c_{b'e} = 12{,}5$ pF. Da der Punkt b' im Transistor nicht zugänglich ist, kann die Rückwirkung nur durch einen komplexen Neutralisierungszweig (Reihenschaltung von Widerstand und Kondensator) vollständig kompensiert werden. In einem abgestimmten Verstärker, beispielsweise für eine ZF von 455 kHz, wird man diesen Zweig so dimensionieren, daß auch unter Berücksichtigung der Exemplarstreuungen ein stabiles Arbeiten der Stufe gewährleistet wird.

Die Schaltung eines für viele Zwecke der Meßtechnik brauchbaren HF- und Tongenerators mit dem Transistor OC 45 ist im Bild 3 angegeben. Der Transistor arbeitet in diesem Fall in Kollektorbasisschaltung und erzeugt als Generator die zum Fehlersuchen und für den Abgleich an Rundfunkempfängern am meisten benötigten Frequenzen des Mittelwellen-

bereichs sowie eine Tonfrequenz. In den vier oberen Stellungen des Schalters S_1 schwingt der Transistor auf der Frequenz 1500 kHz (für den Trimmerabgleich), 1000 kHz zur Einstellung des mittleren Gleichlaufpunktes und 600 kHz für den Spulenabgleich. Ferner kann je nach Wunsch eine Zwischenfrequenz zwischen 450 und 480 kHz (durch Abstimmen mit dem Drehkondensator 45 bis 400 pF) in der Schalterstellung 4 eingestellt werden. Wird durch Schließen des Schalters S_2 der 25-μF-Kondensator parallel zum 8-kΩ-Widerstand in der Emitterleitung geschaltet, so arbeitet der Transistor als Sperrschwinger; durch Aufladen des

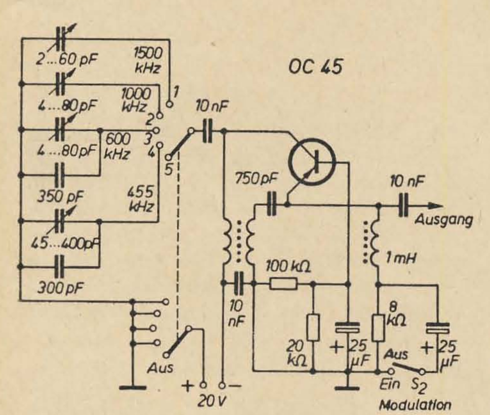


Bild 3: HF- und Tongenerator für Prüfzwecke

parallelgeschalteten Kondensators wird die Emitterspannung so stark negativ, daß die HF-Schwingungen abreißen, bis sich der Kondensator über den 8-kΩ-Widerstand wieder entladen hat. Am Ausgang kann die Folge der HF-Schwingungen als hörbarer Ton über den 10-nF-Kondensator weitergeleitet werden.

Für die Bestückung von selbstschwingenden Mischstufen für den Mittelwellenbereich und von sonstigen Oszillatoren für Frequenzen bis etwa 15 MHz ist der neueste Transistortyp von Valvo bestimmt. Der Transistor in Allglastechnik Typ OC 44 mit einer Stromverstärkung in Emitterbasisschaltung $h_{21}' \approx 100$ schwingt in Blockbasisschaltung sicher bis 15 MHz. Seine sonstigen Betriebswerte sind $-U_c = 6$ V, $-I_c = 1$ mA, maximale Belastbarkeit etwa 20 mW. Das HF-Ersatzschaltbild des Transistors OC 44 entspricht ebenfalls Bild 2. Die einzelnen Widerstände, Leitwerte und Kapazitäten für den Typ OC 44 haben folgende Werte:

$$r_{b\,b'} = 110\ \Omega$$
$$g_{ce} = 40\ \mu S$$
$$g_{b'c} = 0{,}5\ \mu S$$
$$g_{b'e} = 390\ \mu S$$
$$c_{b'e} = 410\ pF$$
$$c_{b'c} = 10{,}5\ pF$$

Bild 4 zeigt das Prinzipschaltbild einer selbstschwingenden Mischstufe für eine ZF = 455 kHz. Die über den HF-Übertrager L_1, L_2 kommende Empfangsenergie wird dem Block des Transistors OC 44 zugeführt, die Oszillatorspannung, die im Kreis L_3, $C_5 + C_6$ erzeugt wird, gelangt über die Koppelspule L_4 zum Emitter des gleichen Transistors. An L_7 wird die ZF abgenommen. Für die erreichbare ZF-Mischverstärkung wird von Valvo der Wert $g_c = 28$ dB (lineare Leistungsverstärkung etwa 628) angegeben. Dieser Wert bezieht sich auf das Verhältnis zwischen der ZF-Leistung an einem Widerstand von 680 Ω am Ausgang des ZF-Filters und der verfügbaren HF-Leistung im Antennenkreis. Hierbei wird vorausgesetzt, daß der ZF-Verstärker mit dem vorher beschriebenen Valvo-Transistor OC 45 bestückt ist, für den als mittlerer Wert des Eingangswiderstandes 680 Ω angenommen werden kann.

Für die im Bild 4 wiedergegebene selbstschwingende Mischstufe ergeben sich für eine Eingangsfrequenz von 1 MHz (300 m Wellenlänge) folgende Werte bei $-U_c = 5{,}1$ V und $I_e = 0{,}4$ mA:

$\mathfrak{U}_{osz} = 50\ mV_{eff}$ zwischen Emitter und Chassis

$= 120\ mV_{eff}$ zwischen Kollektor und Chassis

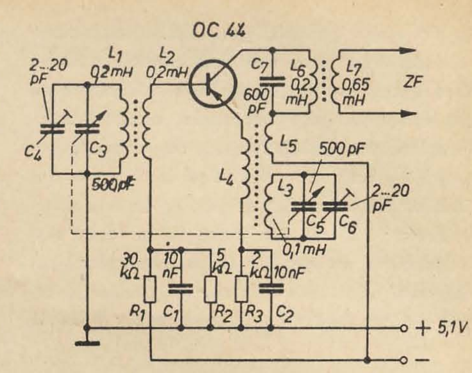


Bild 4: Schaltung des Transistors OC 44 als selbstschwingende Mischstufe (ZF = 455 kHz)

$= 2\ V_{eff}$ am abgestimmten Kreis L_3, $C_5 + C_6$.

Dabei beträgt die HF-Eingangsimpedanz 2 kΩ.

Nach Valvo-Informationen

Germaniumdetektoren im Kopfhörerempfänger

Die Schaltungen für einfache Kopfhörerempfänger mit Germaniumdetektoren GDT vom WBN „Carl von Ossietzky" in dem Beitrag „Neue Germaniumdetektoren Typ GDT", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 22 (1956) S. 683, werden durch zwei weitere Beispiele ergänzt. Bei Verwendung von zwei Dioden GDT als Vollwegmodulator (Bild 1) erzielt man bei Empfang des Ortssenders eine so große Lautstärke, daß an Stelle des Kopfhörers der Anschluß eines hochohmigen Freischwingersystems mit großem Korbdurchmesser möglich ist.

Alle Detektoren für den Empfang der Mittelwelle gestatten in Verbindung mit einem hochwertigen NF-Verstärker den frequenzgetreuen Empfang des Ortssenders, wie er sonst nur auf der Ultrakurzwelle zu erreichen ist.

Abschließend die kurze Beschreibung einer UKW-Detektorschaltung nach Ing. Mende, die bei Feldstärken von etwa 100 mV/m den Empfang des Ortssenders erlaubt.

Durch Verwendung einer galvanisch vom Kreis getrennten Antennenspule legt man die Abstimmung auf eine Flanke der Resonanzkurve. Als Spule dient eine handelsübliche UKW-Spule in Verbindung mit einem UKW-Drehkondensator oder Tauchtrimmer.

Der auf einen Kern M 42 mit 30000 bis 50000 Windungen 0,05 CuL gewickelte Spartrafo wird zwecks guter Anpassung des Kopfhörers an den Schwingkreis mit verschiedenen Anzapfungen ausgeführt.

Bei allen Schaltungen sind positive Empfangsergebnisse aber nur dann zu erwarten, wenn hochwertige Einzelteile verwendet, Hochfrequenzenergieverluste durch sorgfältige Anpassung vermieden werden und mit einwandfreier Hochantenne und Erde gearbeitet wird. Die Einschaltung eines μA-Meters in den

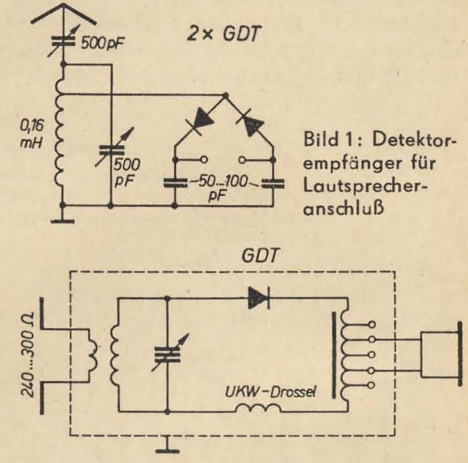


Bild 1: Detektorempfänger für Lautsprecheranschluß

Bild 2: UKW-Detektorschaltung

Kopfhörerkreis ermöglicht die relativ beste Einstellungskontrolle des gewünschten Senders, da das menschliche Ohr nur Lautstärkeschwankungen über 30% wahrnehmen kann.

H. Doering

Unser Messebericht

im Heft 7 (1957) wird Sie über die zur Leipziger Frühjahrsmesse gezeigten Neuheiten auf dem Gebiet des Fernsehens, der Rundfunk- und Meßtechnik sowie der Elektronik und der Bauelemente informieren.

WERNER TAEGER

Die Bandfilter im Transistor-ZF-Verstärker

Während man noch vor etwa einem Jahr im ZF-Verstärker der ersten Volltransistor-Überlagerungsempfänger Einzelkreise zur Kopplung der ZF-Stufen untereinander benutzte [z. B. im Graetz-Versuchsmuster, s. RADIO UND FERNSEHEN (1955) Nr. 20, S. 626], geht die Industrie jetzt mehr und mehr dazu über, als Koppelelemente, ebenso wie im Röhren-ZF-Verstärker, die üblichen Bandfilter einzusetzen.

Unter Berücksichtigung der geforderten Bandbreite (etwa 9 kHz bei einem ausschließlich für den Empfang von Mittel- und Langwellen dimensionierten Überlagerungsempfänger) müssen im Gegensatz zu den hochohmigen Ein- und Ausgängen der Röhren die Eingänge und Ausgänge der Transistoren, da diese ja niederohmig sind, an die Filter angepaßt werden, wenn die maximale Stufenverstärkung erreicht werden soll. Da Transistoren im ZF-Verstärker im allgemeinen in Emitterbasisschaltung betrieben werden, wird man zweckmäßig Block und Kollektor des Vor- bzw. Folgetransistors an entsprechend gewählte Anzapfungen der Bandfilterwicklungen legen, wie im Bild 1 angedeutet. Die Anzapfungen auf der Primärseite bzw. Sekundärseite des Bandfilters sind mit $ü_1$ bzw. $ü_2$ (vom kalten Ende an gerechnet) bezeichnet. Für das Übersetzungsverhältnis von der Primärwicklung des Bandfilters zum Kollektor des Vortransistors gilt bei Emitterbasisschaltung:

$$ü_1 = \sqrt{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot C\,(B_1 - B_0) \cdot \frac{h_{11}'}{\Delta h'}} \qquad (1)$$

Hierin bedeuten: C die wirksame Kreiskapazität, B_0 die Bandbreite des Filters ohne äußere Belastung, B_1 die je Stufe geforderte Bandbreite ($B_1 > B_0$), h_{11}' den Eingangswiderstand des Transistors bei kurzgeschlossenem Ausgang und $\Delta h'$ eine von allen Vierpolparametern des Transistors abhängige Rechengröße ($\Delta h' = h_{11}' \cdot h_{22}' - h_{12}' \cdot h_{21}'$). Das Übersetzungsverhältnis von der Sekundärwicklung des Bandfilters zum Block des nachfolgenden Transistors ist

$$ü_2 = ü_1 \sqrt{\Delta h'}. \qquad (2)$$

Man wählt die Bandbreite des gesamten ZF-Verstärkers, wie oben angedeutet, $B_{ges} = 9$ kHz. Dann muß die Bandbreite jedes einzelnen Bandfilters bei einer Gesamtzahl von n Filtern nach der allgemeinen Bandfiltertheorie

$$B_1 = \frac{B_{ges}}{\sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1}} \qquad (3)$$

betragen. Für die Güte des Bandfilters gilt die Beziehung

$$Q = \frac{\sqrt{2} \cdot f}{B_0}, \qquad (4)$$

wobei f die Arbeitsfrequenz (das ist in diesem Fall die ZF) bedeutet. Wählt man die Bandfiltergüte (der Wert Q = 130 kann als brauchbarer Mittelwert angesehen werden, der stets erreicht werden kann), so läßt sich aus Gleichung (4) die Bandbreite B_0 des Filters ohne äußere Belastung berechnen. Sie beträgt

$$B_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot f}{Q}. \qquad (5)$$

Bei einer ZF von 470 kHz und einer Kreisgüte von 130 ist beispielsweise die Bandbreite des Filters im unbelasteten Zustand

$$B_0 = \frac{1{,}414 \cdot 470}{130} = 5{,}1 \text{ kHz}.$$

Durch die äußere Belastung wird selbstverständlich die Bandbreite vergrößert, wie später festzustellen sein wird.

Für die wirksame Kreiskapazität C muß nun eine Annahme getroffen werden. Im Interesse einer hohen Kreisgüte soll das L/C-Verhältnis groß sein. Im Gegensatz zum 470-kHz-Bandfilter im Röhren-ZF-Verstärker, wo C etwa 300 bis 500 pF beträgt, wird im Transistoren-ZF-Verstärker C = 150 ... 160 pF gewählt; zu diesem Wert ist noch ein Zuschlag von etwa 10% für die unvermeidliche Schaltkapazität zu machen. Es ist somit für jeden Bandfilterkreis mit $C \approx 175$ pF zu rechnen. Aus der ZF = 470 kHz und C = 175 pF läßt sich nun sofort die erforderliche Induktivität berechnen, sie beträgt ($\omega = 2{,}95 \cdot 10^6$)

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C}$$

$$= \frac{1}{8{,}7 \cdot 10^{12} \cdot 175 \cdot 10^{-12}} = 0{,}66 \cdot 10^{-3}\,\text{H}$$

$$L = 0{,}66 \text{ mH}$$

und damit das L/C-Verhältnis

$$\frac{L}{C} = \frac{0{,}66 \cdot 10^{-3}}{175 \cdot 10^{-12}} = 3{,}78 \cdot 10^6.$$

Verwendet man einen Spulenkörper von 6 mm ∅ und als Kern Ferrocarit Typ Gw 5/10 und führt die Wicklung als Kreuzwicklung mit HF-Litze 10 × 0,05 aus, so erfordert die Induktivität L = 0,66 mH eine Windungszahl w = 200.

Die maximale Verstärkung einer bandfiltergekoppelten ZF-Stufe berechnet man aus der Beziehung

$$g_{max} = \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2 \cdot \frac{(h_{21}')^2}{4\,(\Delta h')}, \qquad (6)$$

wobei h_{21}' der Stromverstärkungsfaktor des Transistors in Emitterbasisschaltung ist.

Soll der ZF-Verstärker mit zwei Transistoren vom Telefunkentyp OC 612 bestückt werden, so sind folgende Daten und Parameter der numerischen Rechnung zugrunde zu legen:

Grenzfrequenz $f_g = 5$ MHz (> 3 MHz), gemessen in Blockbasisschaltung, optimale Leistungsverstärkung (ohne Berücksichtigung der Kreisverluste) g = 35 dB ≙ 3162fach, Stromverstärkung in Emitterbasisschaltung $h_{21}' = 20$, $h_{11}' = 1200\ \Omega$ und $\Delta h' = 240 \cdot 10^{-4}$.

Für einen ZF-Verstärker mit zwei Transistoren OC 612 und drei Bandfiltern ergibt sich für die Bandbreite jedes der drei Filter bei einer Gesamtbandbreite $B_{ges} = 9$ kHz nach Gleichung (3)

$$B_1 = \frac{9}{\sqrt[4]{\sqrt[3]{2} - 1}} = 12{,}6 \text{ kHz}.$$

Für die Bandbreite des unbelasteten Bandfilters war nach Gleichung (5)

$$B_0 = 5{,}1 \text{ kHz}$$

gefunden worden. Somit ist die Differenz

$$B_1 - B_0 = 12{,}6 - 5{,}1 = 7{,}5 \text{ kHz}.$$

Mit C = 175 pF ergibt Gleichung (1) für das Übersetzungsverhältnis $ü_1$ zwischen Kollektor und Bandfilter-Primärwicklung

$$ü_1 = \sqrt{1{,}414 \cdot \pi \cdot 175 \cdot 10^{-12} \cdot 7{,}5 \cdot 10^3 \frac{1200}{240 \cdot 10^{-4}}}$$

$$= 0{,}54.$$

Da die Gesamtwindungszahl jeder der beiden Wicklungen w = 200 beträgt, ist der Kollektor des Vortransistors an die 0,54 · 200 = 108. Windung der Bandfilterprimärwicklung vom kalten Ende an gerechnet anzuschließen (s. a. Bild 1).

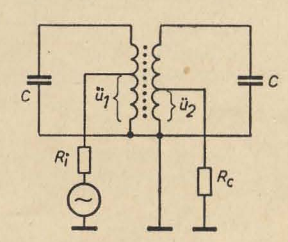


Bild 1: Bandfilterkopplung der Transistorstufen

Das Übersetzungsverhältnis $ü_2$ ist nach Gleichung (2)

$$ü_2 = 0{,}54 \cdot \sqrt{240 \cdot 10^{-4}} = 0{,}084$$

entsprechend einer Windungszahl von 0,084 · 200 = 17 vom kalten Ende der Sekundärwicklung an gerechnet. An diese Anzapfung ist der Block des Folgetransistors angeschlossen.

Durch die leistungsmäßige Anpassung erreicht man die größtmögliche Verstärkung in einer Transistor-ZF-Stufe. Nach Gleichung (6) ist nämlich die Leistungsverstärkung

$$g_{max} = \left(1 - \frac{5{,}1}{12{,}6}\right)^2 \cdot \frac{400}{4 \cdot 240 \cdot 10^{-4}}$$

$$= 1500 \triangleq 31{,}5 \text{ dB}.$$

Dieser Wert liegt nur wenig unterhalb der überhaupt erreichbaren Verstärkung von 35 dB.

Der linearen Leistungsverstärkung von rund 1500 entspricht eine lineare Spannungsverstärkung

$$v_u = \sqrt{g_{max}} = \sqrt{1500} = 38{,}7$$

in jeder Stufe des ZF-Verstärkers, so daß in einem zweistufigen ZF-Verstärker die lineare Spannungsverstärkung etwa 1500 beträgt.

Ist die vor der ersten ZF-Stufe befindliche Mischstufe ebenfalls mit dem HF-

Transistor OC 612 bestückt, so muß das Übersetzungsverhältnis $ü_1$ zum ersten Bandfilter etwas geändert werden.
Für den ZF-Transistor ist

$$\frac{h_{11}'}{\Delta h'} = \frac{1200}{240 \cdot 10^{-4}} = 50\ \text{k}\Omega.$$

Für den Mischtransistor erhöht sich dieser Wert auf etwa 120 kΩ, so daß

$$ü_1' = ü_1 \sqrt{\frac{120}{50}} = 0{,}54 \cdot 1{,}55 = 0{,}84,$$

entsprechend 170 Windungen vom kalten Ende der Primärwicklung des ersten Bandfilters an, gewählt werden muß. Das Übersetzungsverhältnis der Sekundärwicklung vom Bandfilter 1 bleibt unverändert $ü_2 = 0{,}084$.

Statt den Mischtransistor nur mit 170 (von 200) Windungen an die Bandfilterprimärwicklung anzukoppeln, kann man auch das Übersetzungsverhältnis gleich 1 machen, d. h. den Kollektor des Mischers voll an das Bandfilter ankoppeln. Um dennoch Leistungsanpassung zu erzielen, muß das L/C-Verhältnis der ersten Bandfilterspule geändert werden. Man macht in diesem Fall

$$C' = \frac{C}{ü_1'^2} = \frac{175}{0{,}7} = 250\ \text{pF}$$

und entsprechend

$$L' = L \cdot ü_1'^2 = 0{,}66 \cdot 0{,}7 = 0{,}45\ \text{mH}$$
(etwa 170 Wdg.)

Das L/C-Verhältnis beträgt dann nur noch

$$\frac{L'}{C'} = \frac{0{,}45 \cdot 10^{-3}}{250 \cdot 10^{-12}} \approx 1{,}8 \cdot 10^6 = \frac{L}{C} \cdot ü_1'^4$$

Das letzte Bandfilter soll an eine Ge-Diode (z. B. OA 160) als Demodulator angeschlossen werden. Die durch diese Diode verursachte Belastung des Bandfilters entspricht etwa derjenigen durch einen Transistor OC 612, so daß Bandfilter 2 und Bandfilter 3 gleichartig ausgeführt werden können. Für kritische Kopplung beträgt der Abstand der Primär- von der Sekundärspule jedes der drei Bandfilter 12 mm.

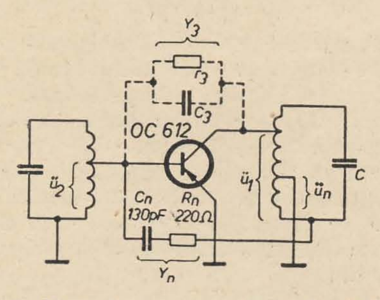


Bild 2: Neutralisation einer Stufe des ZF-Verstärkers

Flächentransistoren sind ebenso wie Trioden zu neutralisieren. Bei der Kollektorneutralisation entsprechend Bild 2 wird die Kollektorwechselspannung um 180° in der Phase gedreht und über das komplexe Neutralisationsglied Y_n dem Block des Transistors wieder zugeführt. Der über den Rückwirkungsleitwert Y_3, bestehend aus der Parallelschaltung von c_3 und r_3 (gestrichelt gezeichnet) fließende Wechselstrom besitzt dann die gleiche Größe, aber entgegengesetzte Phase wie der über das Neutralisationsglied Y_n fließende Wechselstrom, so daß der Rückwirkungseffekt aufgehoben wird. Damit der hochohmige Kollektorkreis durch den Neutralisationsleitwert Y_n möglichst wenig bedämpft wird, greift man die gegenphasige Kollektorspannung (über Masse) an einem weiteren Anzapf $ü_n$ ab und wählt diese Anzapfung in der Größenordnung von $ü_2$, d. h. im vorliegenden Fall wird $ü_n = ü_2 = 0{,}084$. Der Neutralisationsleitwert ist dann um den Faktor $\frac{ü_1}{ü_n}$ zu vergrößern. Es ergibt sich somit

$$Y_n = \frac{ü_1}{ü_n} \cdot Y_3 \qquad (7)$$

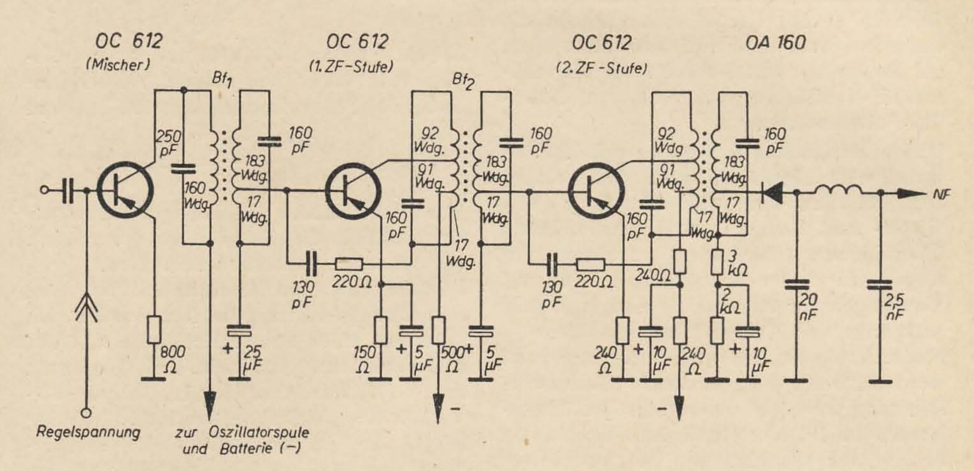


Bild 3: Zweistufiger Transistor-ZF-Verstärker

Da der Rückwirkungsleitwert als Parallelschaltung von Kapazität und Widerstand angegeben wird ($c_3 = 20$ pF, $r_3 = 200$ kΩ für den HF-Transistor OC 612), rechnet man zweckmäßig die Parallelschaltung in eine Serienschaltung von C_n und R_n um. Für diesen Fall ist kein zusätzlicher Trennkondensator zwischen Block und Kollektor erforderlich. Bei einer Parallelschaltung von C und R würde eine äußere galvanische Verbindung zwischen diesen beiden Transistorelektroden bestehen, die selbstverständlich unzulässig ist.

Da für die ZF = 470 kHz ($\omega_{ZF} = 2{,}95 \cdot 10^6$) der kapazitive Blindwiderstand

$$|Y_c| = \frac{1}{\omega_{ZF} \cdot c_3} = \frac{10^6}{2{,}95 \cdot 20} = 17\,000\ \Omega = 17\ \text{k}\Omega$$

klein gegen den ohmschen Widerstand $r_3 = 200$ kΩ (etwa 8,5%) ist, kann bereits im voraus angenommen werden, daß sich die Werte für c_3 bzw. C_3 (für die Parallel- bzw. die Serienschaltung) nur wenig unterscheiden werden. Dagegen wird der Serienwiderstand R_3 wesentlich kleiner als der Parallelwiderstand r_3 ausfallen müssen.

Für die Umrechnung einer Parallelschaltung von Widerstand und Kapazität in eine entsprechende Serienschaltung ist anzusetzen:

$$\frac{r_3 \cdot \frac{1}{j\omega c_3}}{r_3 + \frac{1}{j\omega c_3}} = \frac{r_3}{1 + j\omega c_3 \cdot r_3} = R_3 - \frac{j}{\omega C_3}.$$

Nach Reellmachen des Nenners auf der linken Seite dieser Gleichung folgt weiter:

$$\frac{r_3}{1 + (\omega c_3 \cdot r_3)^2} - j\frac{\omega c_3 \cdot r_3^2}{1 + (\omega c_3 \cdot r_3)^2} = R_3 - j\frac{1}{\omega C_3}.$$

Durch Gleichsetzen der Real- und Imaginärteile ergibt sich dann

$$R_3 = \frac{r_3}{1 + (\omega c_3 \cdot r_3)^2}$$

und (8)

$$C_3 = c_3 + \frac{c_3}{(\omega c_3 \cdot r_3)^2}.$$

Nun ist mit den oben angegebenen Werten

$$(\omega c_3 \cdot r_3)^2 = (2{,}95 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^3)^2 = 140$$

und damit

$$R_3 = \frac{200 \cdot 10^3}{141} = 1420\ \Omega \triangleq 1{,}42\ \text{k}\Omega$$

sowie

$$C_3 = 20 \cdot 10^{-12} + \frac{20 \cdot 10^{-12}}{140} = 20{,}14 \cdot 10^{-12}\ \text{F} \triangleq 20{,}14\ \text{pF}.$$

Damit erhält man schließlich nach Gleichung (7) die übersetzten Werte von Neutralisationswiderstand und -kapazität

$$R_n = R_3 \frac{ü_n}{ü_1} = 1{,}42 \frac{0{,}084}{0{,}54} = 0{,}22\ \text{k}\Omega \triangleq 220\ \Omega$$

$$C_n = C_3 \frac{ü_1}{ü_n} = 20{,}14 \frac{0{,}54}{0{,}084} = 130\ \text{pF}$$

Diese Werte sind in Bild 2 eingetragen. In Bild 3 ist der vollständige Transistor-ZF-Verstärker (ohne Stromversorgung) gezeichnet.

(Nach Telefunken-Informationen)

Ing. ERNST PÜRSCHEL

Antennen für den regionalen Fernsehempfang

Immer wieder fragen viele Leser in der Redaktion an, was sie beim Selbstbau von Antennen zu beachten haben. Aus diesem Grunde veröffentlichen wir den nachfolgenden Beitrag, der sich hauptsächlich an die Amateure wendet, aber auch dem in der Praxis stehenden Rundfunkmechaniker gute Hinweise gibt.

Betrachtet man einen Generator, der an einen ausgespannten Draht angeschlossen ist und nacheinander abwechselnd kurzzeitige positive und negative Impulse erzeugt, so scheint es zunächst den Grundbegriffen der Elektrizitätslehre zu widersprechen, daß ohne Rückleitung in dem Draht ein Strom fließen kann. Ein im Zeitpunkt t_0 erzeugter positiver Impuls I_p stößt die freien Elektronen am Anschlußpunkt des Drahtes an (Bild 1a), die den Stoß in Richtung zum Drahtende auf die benachbarten Elektronen übertragen.

Bild 1: Darstellung des Reflexionsvorganges auf der Leitung

Es entsteht so eine zum freien Drahtende fließende Druckwelle, die im Zeitpunkt t_1 am Ende eintrifft und hier reflektiert wird, also in umgekehrter (negativer) Richtung wieder zurückwandert (Bild 1b). Diese Druckwelle bewegt sich mit einer endlichen Geschwindigkeit von etwa 300000 km/s fort. Wird nun im Zeitpunkt t_2 des Eintreffens des reflektierten Impulses am Drahtanfang vom Generator ein negativer Impuls I_n geliefert, dann haben dieser und der reflektierte Impuls gleiche Richtung (Bild 1c). Ein hier eingeschalteter Strommesser würde den doppelten Strom anzeigen. Werden die Stromimpulse als Amplituden eines sinusförmigen Wechselstroms betrachtet, so wird hiermit der Stromfluß in einem „offenen" Draht deutlich, dessen Verstärkung offenbar von der Länge des Drahtes abhängt.

Beispiel: Bei einer Frequenz von 200 MHz beträgt die Dauer einer Periode 1/200000000 oder $0{,}5 \cdot 10^{-8}$ s. Zwischen positivem und negativem Scheitelwert (eine halbe Welle) wird dann die halbe Zeit, d. h. $0{,}25 \cdot 10^{-8}$ s benötigt. In dieser Zeit muß die Amplitude zweimal den Draht durchlaufen (hin und zurück). Das setzt eine Drahtlänge voraus, die den Hin- und Rücklauf in der Hälfte der für die halbe Wellenlänge benötigten Zeit, also in $0{,}125 \cdot 10^{-8}$ s ermöglicht. Bei einer Ausbreitungsgeschwindigkeit von $3 \cdot 10^8$ m/s ergibt sich damit eine Drahtlänge von $0{,}125 \cdot 10^{-8} \cdot 3 \cdot 10^8 = 0{,}375$ m. Die Frequenz von 200 MHz entspricht einer Wellenlänge von 1,5 m, so daß die Länge des Antennendrahtes $\lambda/4$ beträgt.

Einfacher Dipol

Wenn an Stelle der Erde ein zweiter $\lambda/4$ langer Draht an den Generator angeschlossen wird, kommt man zu der grundlegenden Antennenform, dem einfachen gestreckten $\lambda/2$-Dipol mit einer Schenkellänge von $\lambda/4$ (Bild 2). Er wurde bereits von Heinrich Hertz zum Studium der elektromagnetischen Wellen benutzt. Die in dem Empfangsdipol, der sich im elektromagnetischen Wechselfeld des Senders befindet, induzierten Wechselströme erzeugen hier wiederum ein elektromagnetisches Wechselfeld, das sich im Rhythmus der Sendefrequenz aufbaut und zusammenbricht. Mit der vom Feld gelieferten Energie wirkt die Empfangsantenne wie eine Sendeantenne. Bei richtiger Anpassung (abgesehen von den ohmschen Verlusten) werden 50% der Leistung dem Empfänger zugeführt und 50% wieder abgestrahlt.

Bild 2: Einfacher Dipol

Dieser in den Raum gestrahlte Energieanteil wirkt sich so aus, als sei der Dipol am Fußpunkt durch einen Widerstand belastet. Richtige Anpassung liegt dann vor, wenn der Wellenwiderstand der Antenne gleich dem Wellenwiderstand des Kabels und dem des Empfängers ist. Sind die reflektierte und die in die Antenne hineingeschickte Welle in Phase, dann spricht man von einem rein ohmschen Fußpunktwiderstand. Dieser ist der Anpassungswiderstand, bei dem die Energieübertragung am größten ist und beträgt beim einfachen Dipol $\approx 70\ \Omega$. Wegen der gegenüber der Lichtgeschwindigkeit etwas geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit im Draht macht man die Schenkellänge 4 bis 8% kürzer als $\lambda/4$.

Das L/C-Verhältnis eines Schwingungskreises ist mitbestimmend für die Breite seiner Resonanzkurve. Mit größerem C und dementsprechend kleinerem L wird eine breitere Resonanzkurve erzielt. Bei der Analogie zwischen Schwingungskreis und Dipol muß diese Tatsache in der Konstruktion des Dipols beachtet werden. Schon der einzelne Fernsehkanal weist eine relativ große Bandbreite auf. Deshalb sind zum Erzielen einer erforderlichen Kapazität dem Durchmesser des Drahtes oder Rohres nach unten hin Grenzen gesetzt.

Faltdipol

Hierin liegt der Grund für die größere Bandbreite des Faltdipols. Ordnet man parallel über einen einfachen Dipol in einem Abstand, der klein gegen λ ist, einen Metallstab von der Länge $\lambda/2$ an, so werden in beiden Leitern an sich gegenüberliegenden Punkten gleich große und auch phasengleiche Spannungen induziert. Man kann daher die äußeren Schenkelenden des Dipols mit den gegenüberliegenden Enden des Stabes unmittelbar verbinden und erhält so den Faltdipol (Bild 3).

Bild 3: Faltdipol

Da die Absorptionsfläche dieses Faltdipols praktisch der des einfachen Dipols gleicht, nehmen beide die gleiche Energie auf. Bei gleicher Leistungsaufnahme ($N = I^2 \cdot R$) sind die Ströme in beiden Leitern des Faltdipols jedoch nur halb so groß wie beim einfachen Dipol. Demzufolge muß der Fußpunktwiderstand des Faltdipols den vierfachen Wert besitzen.

Beispiel:

Einfacher Dipol $R \approx 70\ \Omega$, $I = 1$ mA,
$N \approx 70\ \mu W$

Faltdipol $N \approx 70\ \mu W$, $I = {}^1/_2$ mA,

$$R = \frac{N}{I^2} = \frac{70 \cdot 4}{1} = 280\ \Omega.$$

Dieser hohe Fußpunktwiderstand gestattet den Anschluß des verbreiteten symmetrischen Flachkabels mit $\approx 300\ \Omega$ Wellenwiderstand. Grundsätzlich gleicht das Empfangsdiagramm des Faltdipols dem des einfachen Dipols.

Reflektoren, Direktoren

Wird der Fußpunktwiderstand eines einfachen Dipols kurzgeschlossen, so wirkt der $\lambda/2$-Stab praktisch wie ein verlustloser Schwingungskreis. Eine auftreffende elektromagnetische Welle wird reflektiert. Bringt man einen solchen Reflektor in einem bestimmten Abstand horizontal

und parallel zu einem Dipol an (Bild 4), so wird der Anteil der vom Dipol E aufgenommenen Energie, der wieder abgestrahlt wird, vom Reflektor R zurückgeworfen. Bei Phasengleichheit verstärkt dieses reflektierte Feld das ursprüngliche Antennenfeld. Der Reflektor nimmt aber auch Energie aus dem eigentlichen Senderfeld auf und strahlt diese zum Teil auf den Dipol E zurück. Es entsteht so das

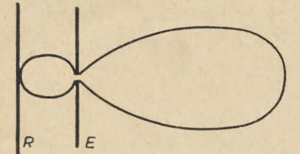


Bild 4: Richtdiagramm eines Dipols mit Reflektor

in Bild 4 dargestellte einseitige horizontale Richtdiagramm. Störungen, die aus der vom Sender abgekehrten Seite des Dipols kommen, werden entweder nicht oder nur schwach aufgenommen. Die durch Reflexion an Bauten, Höhenzügen usw. von hinten wegen der längeren Laufzeit verzögert auf die Antenne gelangende Energie, kann beim Fernsehempfang störende „Geisterbilder" verursachen, was durch die Wirkung des Reflektors stark unterdrückt wird.

Durch parallele Anordnung eines weiteren Metallstabes vor dem Dipol wird die Reichweite der Antenne noch erhöht und die von rückwärts einfallende Strahlung weiterhin geschwächt (Bild 5). Durch diesen sogenannten Direktor wird ein Richtdiagramm ähnlich dem in Bild 4 erzielt, jedoch ist die Bündelung nach vorn noch schärfer. Diese Wirkung wird mit jedem

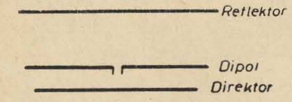


Bild 5: Dipol mit Reflektor und Direktor

weiteren in horizontaler Ebene vor der Antenne angebrachten Direktor gesteigert. Die Antenne nach Bild 5 mit mindestens drei Elementen ist als Yagi-Antenne bekannt geworden.

Der Fußpunktwiderstand der Antenne wird mit zunehmender Anzahl der parasitären Elemente immer kleiner. Die Abstände des Reflektors und des der Antenne unmittelbar benachbarten Direktors von der Antenne sowie der Direktoren unter sich betragen meistens 0,1 bis 0,25 λ. Die Länge des Reflektors ist allgemein 6 bis 8% größer und die des der Antenne unmittelbar benachbarten Direktors etwa 5% kleiner als der Dipol. Die Länge jedes weiteren Direktors ist um 1% kürzer als die des vorhergehenden.

Gestockte Antenne

Beim UKW- und Fernsehempfang kommt es darauf an, das Verhältnis vom Nutz- zum Störsignal groß zu machen. Meistens werden Störungen durch Kontaktfunken elektrischer Geräte verursacht. Hierzu gehören Autos und Straßenbahnen, die ihre Störwellen von unten auf die Empfangsantenne strahlen. Um die Wirkung dieser Störstrahlung zu mindern, kann man die Empfangscharakteristik der UKW- und Fernsehantennen auch in vertikaler Richtung bündeln; das geschieht durch Anordnung von zwei oder mehreren Einzelantennensystemen übereinander in Etagen. Die Anpassung solcher gestockten Antennen erfordert Sorgfalt und Umsicht. Es muß unter allen Umständen erreicht werden, daß jede Etage die gleiche Leistung zugeführt bekommt und an das Kabel abgeben kann (Bild 6), weil das Antennensystem sonst „schielt" (Bild 7) und die Empfangsergebnisse schlechter als mit einem einfachen Dipol sind.

Die analogen Verhältnisse in bezug auf vertikale Bündelung findet man auch in der Akustik bei der Tonsäule (Bild 8). Bei der gestockten Empfangsantenne trifft nur der annähernd horizontal einfallende Träger des Senders die beiden vollkommen symmetrisch aufgebauten und parallel geschalteten Antennensysteme gleichphasig, so daß sich die in ihnen induzierten Empfangsströme addieren. Dagegen werden die durch die schräg von unten einfallenden Störschwingungen induzierten Ströme wegen der Laufzeitdifferenz zwischen dem Störstrahl zur oberen Antenne und dem zur unteren in Abhängigkeit von der Störfrequenz zwischen Null und einem endlichen Wert schwanken. Die Frequenzen des Störspektrums, deren Unterschied zwischen den beiden Störstrahlen $^1/_2$; $1^1/_2$; $2^1/_2$; $3^1/_2$ ... Perioden beträgt, werden vollkommen gelöscht. Nur die Frequenzen der beiden Störstrahlen, die mit einer

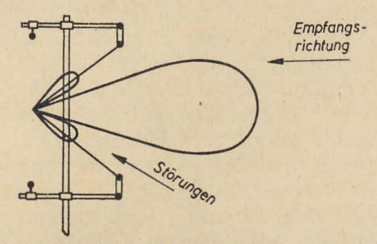


Bild 6: Vertikales Richtdiagramm einer Zweietagen-Antenne bei einwandfreier Anordnung der parasitären Elemente und richtiger Anpassung

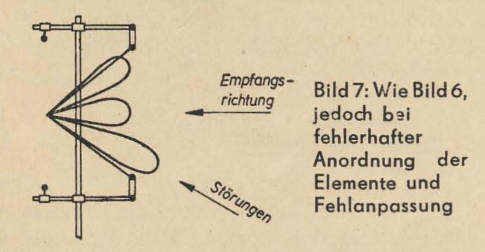


Bild 7: Wie Bild 6, jedoch bei fehlerhafter Anordnung der Elemente und Fehlanpassung

Periodendifferenz von 1, 2, 3 usw. auf den beiden Antennen eintreffen, addieren sich in ihrer Wirkung. Über alles gesehen tritt daher bei der gestockten Antenne eine wesentliche Schwächung der schräg von unten kommenden Störung ein.

Dimensionierung einer Zwei-Etagen-Fernsehantenne für das Fernsehband III, Kanal 9 der OIR-Norm

Der Standort soll im Raum von Groß-Berlin mit seinem Randgebiet sein. Die Bandbreite soll mindestens vier Kanäle umfassen und jedes der beiden Antennensysteme aus einem Faltdipol mit Reflektor und Direktor bestehen (Bild 9).

Kanal 9: Tonträger = 215,75 MHz
Bildträger = 209,25 MHz

mittlere Frequenz = 425 : 2 = 212,5 MHz,

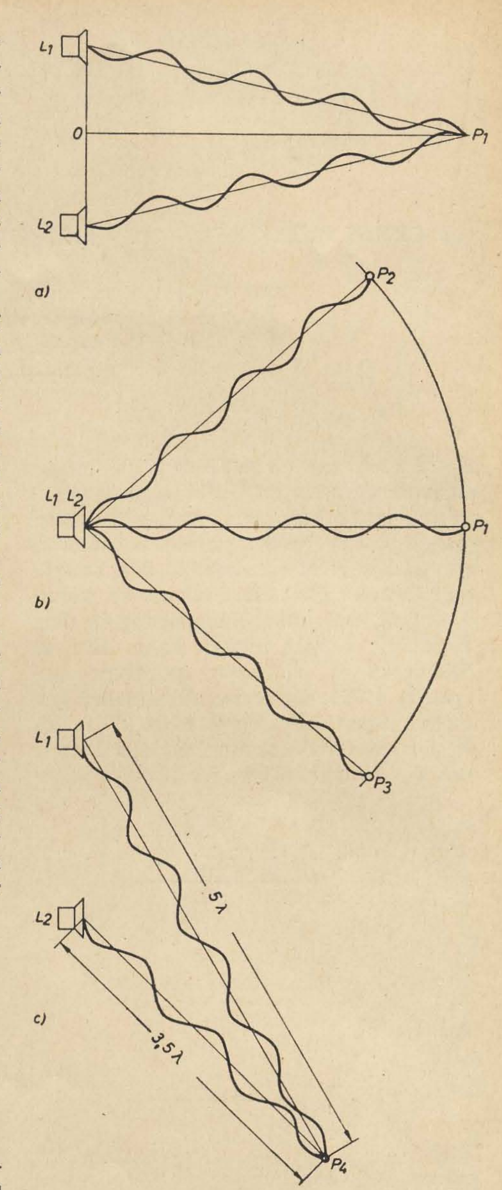


Bild 8: Bis zum Punkt P_1 haben die von den beiden übereinander angeordneten Lautsprecher L_1, L_2 erzeugten Schallwellen den gleichen Weg [a) Seitenansicht], desgleichen bis zu den Punkten P_2, P_3 [b) Draufsicht], das heißt, die von den Lautsprechern gleichzeitig und gleichphasig ausgehenden Schallwellen treffen in diesen Punkten gleichzeitig ein und verstärken sich. Bei c) treffen die von beiden Lautsprechern gleichphasig abgestrahlten Schallwellen im Punkt P_4 mit 180° Phasenverschiebung ein. Es ist also nichts zu hören. Zeichnet man jeweils die doppelte Anzahl der Wellen ein (10 und 7), so kommen beide Schallwellen gleichphasig an und verstärken sich

λ = 1,41 m, $\lambda/2$ = 0,705. Schenkellänge $L_s = \frac{\lambda/2 \cdot k}{2}$; k = Verkürzungsfaktor, der von der Wellenlänge λ und vom Außendurchmesser d des für den Faltdipol verwendeten Alu-Rohres abhängig ist, d. h. vom λ/d Verhältnis (Bild 10)[1].

Bei einem d von 10 mm wird

$\lambda/d = \frac{1410}{10} = 141.$

[1]) Dem Diagramm sowie einigen Erläuterungen im ersten Teil des Beitrages liegen Angaben der Beilage zur Funk-Technik Bd. 11 (1956) Nr. 2 und Nr. 7, „ABC der UKW- und Fernsehantennen" zugrunde.

Dem entspricht ein k = 0,92.

$$L_s = \frac{70,5 \cdot 0,92}{2} = 32,5 \text{ cm} = \text{Dipolschenkellänge}$$

$$L_r = 32,5 \cdot 2 \cdot 1,06 \approx 69 \text{ cm} = \text{Reflektorlänge}$$

$$L_d = 32,5 \cdot 2 \cdot 0,95 \approx 62 \text{ cm} = \text{Direktorlänge}$$

Bei Innenmontage der Antenne können wegen der wesentlich geringeren Anforderungen an mechanischer Festigkeit an den Antennenelementen Materialeinsparungen getroffen werden, ohne daß eine Einbuße in den Empfangsergebnissen der Antenne praktisch feststellbar ist. Es kann deshalb betragen:
Der Außendurchmesser des für den Faltdipol verwendeten Rohres oder Drahtes 6 mm,
der Durchmesser des für den Reflektor und Direktor verwendeten Drahtes 4 mm.
Demzufolge wird dann

L_s = Dipolschenkellänge = 33 cm,
L_r = Reflektorlänge = 70 cm,
L_d = Direktorlänge = 63 cm.

Bei gestockten Antennen ist zum Erreichen eines optimalen Wirkungsgrades die Bemessung des senkrechten Abstandes a zwischen den einzelnen Antennensystemen wichtig. Der Abstand a, bei dem ein optimaler Gewinn erzielt wird, läßt sich nach der Gleichung

$$a = \frac{n \cdot \lambda}{n + 1} = \frac{2 \cdot 141}{2 + 1} = 94 \text{ cm ermitteln.}$$

(n = Anzahl der Etagen)

Beim Anbringen der Verbindungsleitungen zwischen beiden Dipolen und dem Anschluß des Ableitungskabels zum Empfänger ist zur Vermeidung einer Einbuße in der Wirksamkeit der Antenne einiges zu beachten. Zur Erzielung einer gleichphasigen Speisung beider Dipole sind ihre Verbindungsleitungen entweder $\lambda/2$ oder λ, in jedem Falle gleich lang zu machen. Der Betrag des Eingangsscheinwiderstandes einer Leitung mit der elektrischen Länge $\lambda/2$ oder dem Vielfachen davon ist unabhängig vom Wellenwiderstand dieser Leitung immer gleich dem Abschlußwiderstand. Da die $\lambda/2$-Leitung keine transformierenden Eigenschaften hat, liegen die Anpassungswiderstände beider Dipole direkt parallel, so daß die Anpassung durch eine Ableitung erfolgen muß, deren Wellenwiderstand halb so groß ist wie der Fußpunktwiderstand jedes der beiden Antennensysteme. Zusammengenommen überschreiten die beiden $\lambda/2$-Leitungen den Dipolabstand und müssen deshalb am Kabelanschlußpunkt abgeknickt werden. Die Gesamtlänge der beiden Verbindungsleitungen, deren Durchmesser 4 mm beträgt, ist:

$$L_v = \lambda \cdot k = 141 \cdot 0,945 = 133 \text{ cm}$$

$$\lambda/d = \frac{1410}{4} = 350; \; k = 0,945$$

Der Fußpunktwiderstand eines Antennensystems aus Faltdipol mit Reflektor und Direktor läßt sich auf etwa 120 Ω trimmen. Beide parallelgeschalteten Antennensysteme ergeben somit einen Fußpunktwiderstand von etwa 60 Ω. Insofern besteht also die gewünschte Übereinstimmung mit dem Wellenwiderstand des handelsüblichen Koaxialkabels. Wegen der im Gegensatz zum Antennensystem herrschenden Unsymmetrie des Koaxkabels muß an der Anschlußstelle zwi-

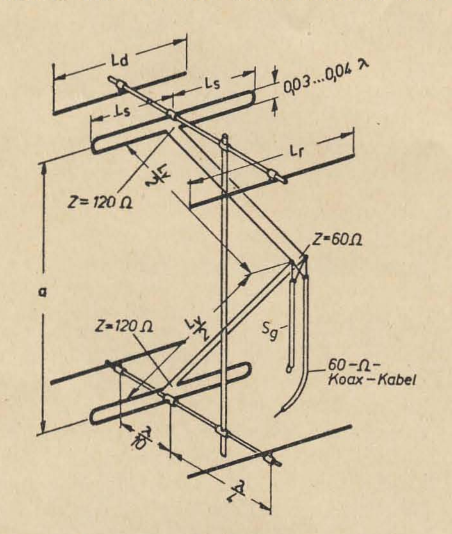


Bild 9: Zweietagen-FS-Antenne (Faltdipole mit Reflektoren und Direktoren) mit Symmetrierglied. Anpassung 60 Ω für Koaxialkabel

schen Kabel und Antennensystem eine Symmetrierung vorgenommen werden, damit auf dem Kabelmantel leistungsmindernde Ausgleichsströme (Mantelwellen) vermieden und beide Antennenhälften gleichmäßig belastet werden. Bewährte Einrichtungen zur Durchführung dieser Symmetrierung sind der Sperrtopf und die Symmetrierschleife. Der Sperrtopf bildet ein $\lambda/4$ langes Leiterstück, das über dem antennenseitigen Ende des Koaxkabels angeordnet ist. Am antennenabgekehrten Ende ist der Sperrtopf mit dem Kabelmantel zu verbinden, damit an dieser Stelle ein Spannungsknoten entsteht. Auch die Symmetrierschleife stellt ein $\lambda/4$-Glied dar. Zwecks genauer Einstellung ist ein Schieber vorgesehen. Die Anfertigung dieser beiden Einrichtungen dürfte nicht jedermanns Sache sein. Es sei daher

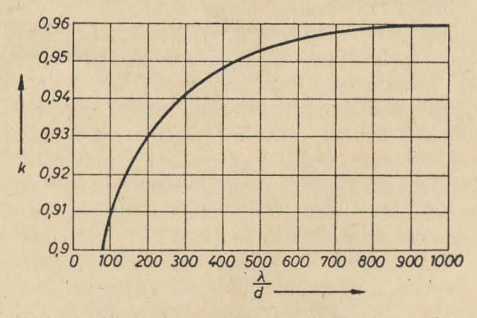


Bild 10: Verkürzungsfaktor k als Funktion des Verhältnisses λ/d

auf die in Bild 9 skizzierte Lösung verwiesen, die gleichfalls für Empfangszwecke gut geeignet ist. Ein elektrisch auf $\lambda/4$ gekürztes zweites Stück Koaxialkabel wird zusammen mit dem eigentlichen Verbindungskabel über Kreuz an die Antenne angeschlossen. Es wird also Seele des einen und Mantel des anderen Kabels zusammen jeweils an einen Antennenpol geführt. Am antennenabgekehrten Ende des Symmetriergliedes Sg werden Seele und Mantel unmittelbar und auf kürzestem Wege miteinander verbunden. Da auch beim Symmetrierglied die elektrische $\lambda/4$-Länge nicht gleich der mechanischen ist, ermittelt man die letztere durch Multiplikation mit dem Verkürzungsfaktor, der zwischen 0,6 und 0,8 liegt.

Der in freien Wohnlagen immer häufiger laut werdende Wunsch nach einer Fernsehantenne, die in Unterdachmontage einen in jeder Beziehung befriedigenden Empfang gestattet, gab Veranlassung, die Antenne in dieser Hinsicht einer eingehenden Prüfung zu unterziehen. Für die Innenmontage sprechen insbesondere bei in offener Bauweise errichteten Land- und Siedlungshäusern verschiedene Gründe. Die Konstruktion der Sturm und Wetter nicht ausgesetzten Antenne kann leichter und daher materialsparend sein. Die hängend montierte Antenne benötigt keinen Tragmast. Blitzschutzeinrichtungen sind nicht erforderlich. Die Antenne ist nicht reparaturanfällig. Alle diese Gründe wirken sich preismindernd aus. Diesem stehen als Nachteile die Schwächung der Senderfeldstärke durch Wände oder Dachhaut und die größere Nähe metallischer Versorgungsleitungen gegenüber. Der geeignetste Raum für die Anbringung der Antenne ist natürlich der Dachboden. Er befindet sich meist oberhalb der den Empfang evtl. beeinträchtigenden metallischen Gebilde wie Gas-, Wasser- und elektrische Leitungen, Dachrinnen und Regenrohre. Aber auch dort, wo überhaupt kein Dachboden vorhanden ist, kann, wie weiter unten ausgeführt, ein guter regionaler Empfang vorhanden sein. Es soll damit der Existenzberechtigung der Außenantenne in keiner Weise Abbruch getan werden. Es soll lediglich angedeutet werden, daß für regionalen Empfang unter Umständen auf eine Dach- oder Außenantenne verzichtet werden kann, ohne daß sich die geringere Aufnahmefähigkeit im Empfangsergebnis in irgendeiner Weise schon nachteilig bemerkbar macht.

Mit der nach vorstehenden Angaben gebauten Fernsehantenne wurden im Berliner südwestlichen Randgebiet, sowohl der Sender Stadtmitte II, Kanal 9, OIR-Norm als auch der Sender Witzleben, Kanal 7, CCIR-Norm empfangen. Als Empfangsgerät diente der Fernsehempfänger „Rubens". Die Antenne befand sich innerhalb des Hauses im Treppenhaus im ersten Stock eines freistehenden Landhauses an der Decke hängend montiert und mit 15 m Koaxialkabel an den Empfänger im Erdgeschoß angeschlossen. Die Entfernung zwischen dem Empfangsort und dem Sender Stadtmitte II beträgt 20 km und dem Sender Witzleben 12 km. Beide Sender fallen in einem Winkel von 23° am Empfangsort ein. Wegen der geringeren Eingangsintensität des Senders Stadtmitte II gegenüber dem Sender Witzleben wurde die Antenne auf den Sender Stadtmitte II eingepeilt. Die Güte sowohl des Bild- als auch des Tonempfangs von beiden Sendern ließ nichts

zu wünschen übrig, so daß die Antennenanlage unverändert übernommen wurde.

Eine Skelettschlitzantenne für den UKW-Empfang

Bereits im August 1954 erschien in der Zeitschrift „Wireless World" auf Seite 399 eine Anleitung zum Selbstbau einer zu jener Zeit neuartigen UKW-Antenne, der sogenannten Skelettschlitzantenne (Bild 11). Aber auch in RADIO UND FERNSEHEN sind bereits mehrere Aufsätze über diese Antenne erschienen, u. a. in Nr. 5 (1956) auf Seite 151 und in Nr. 6 (1956) auf Seite 162.

Um Wiederholungen zu vermeiden, soll hier nur das gesagt werden, was zur Bemessung einer Skelettschlitzantenne für den Empfang im UKW-Bereich bekannt sein muß. Die Antenne läßt sich besonders leicht mit einem Reflektor vereinigen. Dieser gibt der Antenne die bekannte Richtwirkung und mindert Störungen, die von der dem Sender abgekehrten Seite einfallen. Dem UKW-Rundempfang dienen andere Antennenformen, wie der Ringdipol und der Kreuzdipol. Ein Merkmal der Schlitzantenne auch mit Reflektor ist ihr hoher Fußpunktwiderstand, der sich verhältnismäßig einfach verändern läßt und daß sie sich für den Anschluß des handelsüblichen symmetrischen Bandkabels eignet. Der Antennenanschluß der meisten UKW-Empfänger ist symmetrisch und für dieses Kabel bestimmt.

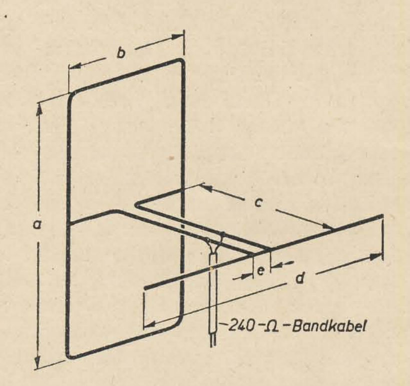


Bild 11: Skelettschlitzantenne mit Reflektor

Die Mittelpunkte der Rechteckseiten b der Antenne sind spannungslos und können als Befestigungspunkte benutzt werden. Als Richtmaß für die Abmessungen des Antennenrahmens und des Reflektors gilt:

$$\text{Länge } a = \lambda/2 \cdot k,$$
$$\text{Breite } b = \lambda/6 \cdot k,$$
$$\text{Länge } d = a \cdot 1{,}06.$$

Das Verbindungskabel zum Empfänger wird über eine λ/4-Leitung c an die Mitten der Längsseiten a des Rahmens angeschlossen. Die richtige Länge der Leitung c beträgt $\lambda/4 \cdot k$. Die dem Empfangsrahmen abgekehrten Enden der λ/4-Leitung sind miteinander zu verbinden. Das geschieht durch den Reflektor d, der mit seiner Mitte an diesen Enden angebracht wird. Der Anschluß des Verbindungskabels an die λ/4-Leitung erfolgt mittels Gleitschellen, je eins der beiden Kabelenden an je eine der beiden λ/4-Leitungen. Die optimale Anpassung an das Kabel geschieht durch Veränderung seiner Anschlußpunkte, indem man die Gleitschellen verschiebt. Der Abstand e von Mitte zu Mitte der parallel laufenden Teile der λ/4-Leitung beträgt 0,01 bis 0,03 λ.

Obere Grenzfrequenz des UKW-Bandes 100 MHz = 3 m
untere Grenzfrequenz 87,5 MHz = 3,42 m
mittlere Wellenlänge = 6,42 : 2 = 3,21 m

Bei Verwendung von Al-Rohr mit einem Außendurchmesser von 10 mm wird $\lambda/d = 3{,}21 \cdot 100 = 321$, dem entspricht ein $k = 0{,}944$.

$$\text{Länge } a = \lambda/2 \cdot k = \frac{3{,}21 \cdot 0{,}944}{2} = 1{,}51 \text{ m}$$

$$\text{Länge } b = \lambda/6 \cdot k = \frac{3{,}21 \cdot 0{,}944}{6} = 0{,}5 \text{ m}$$

$$\text{Länge } c = \lambda/4 \cdot k = \frac{a}{2} = 0{,}76 \text{ m}$$

$$\text{Länge } d = a \cdot 1{,}06 = 1{,}51 \cdot 1{,}06 = 1{,}6 \text{ m}$$

Eine HF-Glühlampe

Im SMPTE (Soc. Motion Picture Television Engr.) vom Dezember 1955 wurde über eine neue Glühlampe mit HF-Induktion berichtet.

Ähnlich wie bei einer Oszillografenröhre ist der Kopf des Glaskolbens als Planscheibe ausgebildet. Eine kleine runde Glühscheibe aus Metallkarbid, die auf der Kolbenachse sitzt, wird bei Betrieb durch einen HF-Transformator induktiv auf Weißglut erhitzt. Da dieser HF-Trafo eine Aufwärtstransformation des Stromes bewirkt, ist er wegen der entstehenden Verlustwärme mit einer wassergekühlten Leitung versehen.

Ihre Vorteile gegenüber der üblichen Wolframglühlampe bestehen u. a. in der wesentlich höheren Lichtausbeute und der gleichmäßig strahlenden Scheibe.

Der Einsatz der HF-Glühlampe ist wegen der Wasserkühlung und wegen des zum Betrieb benötigten HF-Generators von einigen kW beschränkt. Anwendung findet sie in der Scheinwerfertechnik, der Technik der Studioausleuchtung für die Aufnahme von Farbfilmen und die Durchführung von Farbfernsehsendungen, in der Mikrofilmtechnik usw.

Dr. Schad

Statut des Staatlichen Rundfunkkomitees

Der Ministerrat hat durch eine Verordnung vom 18. Oktober 1956 [Gesetzblatt Teil I, Nr. 98 (1956)] das Statut des Staatlichen Rundfunkkomitees erlassen. Danach ist das Staatliche Rundfunkkomitee das zentrale Organ des Ministerrates für alle Angelegenheiten des Deutschen Demokratischen Rundfunks und des Deutschen Fernsehfunks. Die Beschlüsse des Komitees sind für alle Sender, Studios und alle anderen Einrichtungen des Deutschen Demokratischen Rundfunks und des Deutschen Fernsehfunks verbindlich. Nach dem Statut obliegt dem Staatlichen Rundfunkkomitee „die Leitung aller Einrichtungen des Deutschen Demokratischen Rundfunks und des Fernsehens, die durch drahtlose Übertragung von Wort, Ton oder Bild tätig werden. Für die Zusammenarbeit mit dem technischen Bereich gilt die in Erfüllung des Beschlusses des Ministerrates vom 23. Februar 1956 mit dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen getroffene Vereinbarung. Das Staatliche Rundfunkkomitee hat die Erfüllung der den einzelnen Rundfunk- und Fernsehsendern gestellten Aufgaben zu sichern und planmäßig zu fördern." Zur Durchführung dieser Ziele führt das Statut eine ganze Reihe Einzelaufgaben an. Zu diesen gehört die Lenkung und Förderung der Programmgestaltung nach den politischen, gesellschaftlichen und kulturellen Bedürfnissen unseres Arbeiter-und-Bauern-Staates, die Aufstellung und Durchführung der Jahrespläne und die Festlegung der Aufgaben, die sich daraus für die dem Komitee unterstellten Sender und sonstigen Einrichtungen ergeben, weiter die Aufstellung, Durchführung und Kontrolle des Haushalts- und Finanzplanes der Organe und Einrichtungen des Staatlichen Rundfunkkomitees nach den hierfür maßgebenden Bestimmungen und die Prüfung und Bestätigung der Pläne der Sender und sonstigen Einrichtungen.

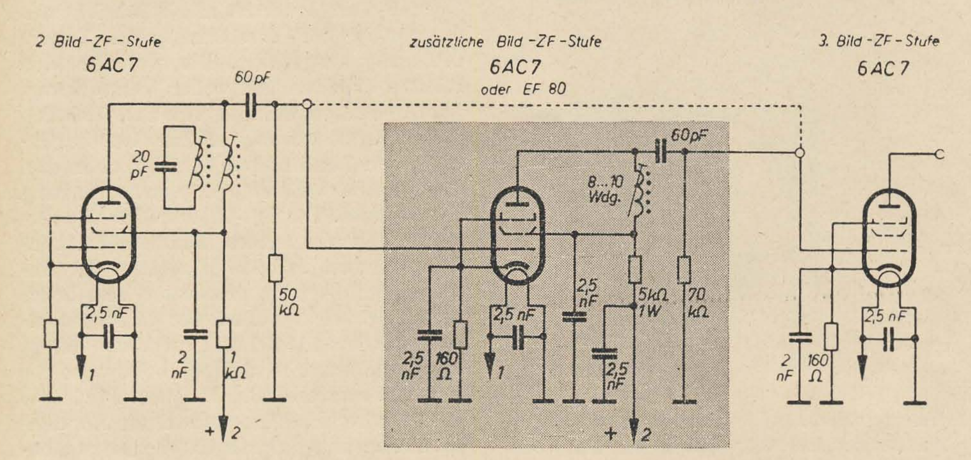
Nicht unwichtig ist die Durchführung von Maßnahmen zur Auslese und Entwicklung leitender Kader und zur Besetzung der Organe und der unterstellten Einrichtungen des Komitees. Außer der Mitwirkung bei der Schaffung von Gesetzen und Verordnungen liegt eine weitere Aufgabe in der Förderung von Verbindungen mit ausländischen Rundfunk- und Fernsehsendern im Interesse des Austausches von Sendematerialien usw. Auch die Förderung und Sicherung der im Zusammenhang mit dem Funk- und Fernsehbetrieb entstehenden Rechte der Urheber und Interpreten gehört zu den Aufgaben des Komitees.

Das Statut bestimmt weiter die Rechte und Pflichten des Vorsitzenden des Komitees. Es gilt dies auch für die Aufgaben des Stellvertreters des Vorsitzenden und der Mitglieder des Komitees. Über die Struktur und die Arbeitsweise des Komitees und seiner Organe (Intendanzen, Hauptabteilungen und zentrale Abteilungen) sind ebenfalls Bestimmungen ausgearbeitet worden. *kl-s.*

Unser Erfahrungsaustausch

Verbesserung des Fernsehempfanges

Bei großen Entfernungen zwischen Sender und Empfänger ist der Kontrast mit einer gewöhnlichen Empfangsantenne (Dipol mit Reflektor) in vielen Fällen nicht befriedigend, obwohl der FS-Ton stark genug empfangen wird.
Man geht dann gewöhnlich dazu über, die wirksame Antennenhöhe zu verbessern oder eine Mehrelementantenne aufzustellen. Mit einem Antennenverstärker kann ebenfalls eine Verbesserung des Empfanges erreicht werden.



Verbesserung des FS-Empfangs durch Einbau einer zusätzlichen Bild-ZF-Stufe

Eine weitere Möglichkeit ergibt sich aber, wenn die Empfindlichkeit des Empfängers verbessert wird. Ist die HF-Eingangsstufe nur als gewöhnlicher Pentodenverstärker geschaltet, so ist der Umbau auf Kaskodeschaltung mit der Röhre ECC 84 sehr zu empfehlen. Leider sind nicht immer die entsprechenden Meßgeräte vorhanden [vor allem für die hohen Frequenzen (200 MHz)], so daß der Selbstbau oft nicht den erhofften Erfolg bringt. Der Einbau einer zusätzlichen Bild-ZF-Stufe ist dagegen leichter zu realisieren.
Wie sich nach dem Umbau eines Fernsehempfängers Rembrandt zeigte, war die Verstärkung danach so groß, daß man den Kontrastregler nicht mehr bis zum Anschlag aufzudrehen brauchte und der Kontrast wesentlich besser war als im alten Zustand.
Die durch den Umbau entstehende Vergrößerung des Eingangsrauschens wirkt sich durch den etwas zurückgeregelten Verstärker nicht störend aus. Ähnliche Versuche mit einem selbstgebauten Fernsehgerät brachten den gleichen Erfolg.
Das Schaltbild zeigt einen Teil des umgebauten Bild-ZF-Verstärkers. Die Verbindung (gestrichelt) vom Ausgangskreis der original zweiten nach dem Steuergitter der original dritten Stufe wird aufgetrennt und die Zusatzstufe dazwischen geschaltet.
Der elektrische Aufbau der Stufe ist lediglich ein Nachbau der zweiten Bild-ZF-Stufe bis auf geringe Abänderungen.
Die Wellenfalle für Ton-ZF ist nicht notwendig. Der Spulenkörper für den Ausgangskreis hat einen Durchmesser von 8 bis 10 mm. Die Windungszahl richtet sich nach dem zur Verfügung stehenden Eisenkern und beträgt 8 bis 10 Windungen aus 1 mm CuL (Windung an Windung gewickelt). Die Spule braucht nicht abgeschirmt zu werden. An Stelle der 6 AC 7 kann man ohne Schwierigkeiten eine EF 80 verwenden. Die Schaltung bleibt dann in ihren Werten erhalten. Auf Grund der kleineren Abmessungen ist die EF 80 besonders dazu geeignet. Versuche mit beiden Röhren brachten das gleiche Ergebnis.
Nach dem Umbau ist ein Abgleich des Bild-ZF-Kanals erforderlich. Die neue ZF-Stufe erhält dabei eine Resonanzfrequenz von $\approx$ 23 MHz. Die Kreise 1 und 2 werden um 0,2 bis 0,4 MHz nach den tieferen — sowie 3 und 4 um 0,1 bis 0,4 MHz nach den höheren Frequenzen hin verstimmt. Nach der punktweisen Aufnahme oder Wobbelung der Durchlaßkurve werden, wenn erforderlich, die einzelnen Resonanzfrequenzen korrigiert, um die geforderte Kurvenform wieder zu erhalten.
Ein ähnlicher Umbau kann auch mit anderen FS-Empfängern erfolgen, die nur zwei oder drei Bild-ZF-Stufen besitzen. Eine Erhöhung der Stufenzahl über vier ist jedoch nicht mehr sinnvoll.

„Zeilenreißen" im Rembrandt

Besonders bei Schwarz-Weiß-Sprüngen ist unter Umständen ein „ausfransen" des Bildes festzustellen, was sich sehr störend auswirken kann. Die Auflösung bzw. die Feinheiten des Bildes werden dadurch etwas benachteiligt. Die Beseitigung kann durch Verkleinerung des Gitterableitwiderstandes (W 100, Differenzierglied) am Zeilenmultivibrator von 1 kΩ auf 100 bis 200 Ω erfolgen. Der Widerstand darf jedoch nicht zu klein gewählt werden, da sonst eine einwandfreie Synchronisation nicht mehr gewährleistet ist. Ist das Zeilenreißen sehr stark, läßt es sich auch mit dieser Methode nicht restlos beseitigen.
Elmar Kunze

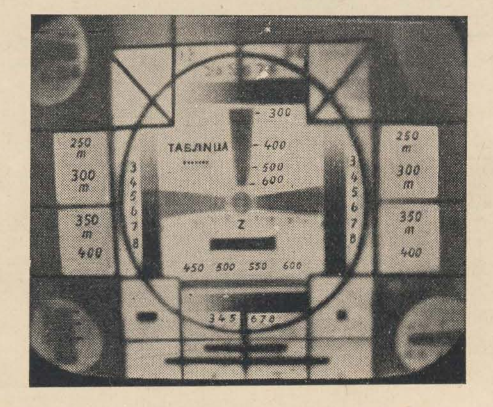
Anmerkung der Redaktion:

Da nicht bei allen Rembrandt-Geräten die Tonleistung (Empfindlichkeit) ausreichend ist, muß, bevor man sich zum Einbau einer zusätzlichen ZF-Bildstufe entschließt, überprüft werden, ob die Tonleistung genügt, damit nicht nach dem Umbau beim Zurückregeln des Kontrastes der Ton zu leise wird.

Fernsehweitempfang

Betrifft: RADIO UND FERNSEHEN (1956) Nr. 21, S. 659, Erfahrungsaustausch

Bei der damaligen Veröffentlichung handelte es sich um den Empfang des italienischen Fernsehsenders auf dem Monte Penice, und zwar am 4. Juli 1956 in der Zeit von 11 Uhr bis gegen 12 Uhr in

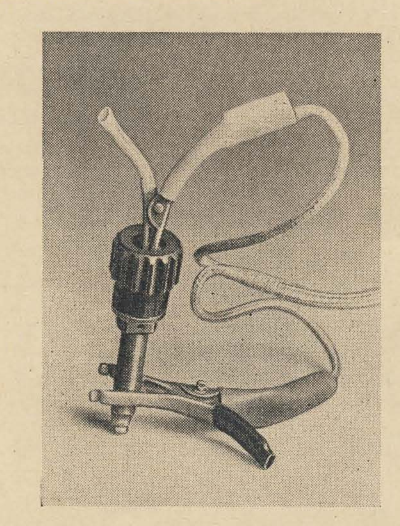


Oschatz, Bezirk Leipzig, mit dem FS-Empfänger „Rubens" und einer 16-Element-Breitbandantenne, ähnlich der in RADIO UND FERNSEHEN Heft 3 (1956) beschriebenen, die auf einem etwa 25 m hohen Haus und einem 7 m hohen Mast aufgebaut war. Ergänzend teilte uns ein anderer Leser folgendes mit:
„Am gleichen Tag, aber in der Zeit von 13 bis 14 Uhr, empfing ich mit einer gleichen Antennenanlage einen sowjetischen Fernsehsender auf Kanal 2 mit einem Rubens-Fernsehgerät.
Das Testbild war völlig klar gezeichnet und der Ton gut, starke Schwunderscheinungen waren allerdings dazwischen."
W. Brosowsky, Gerbstedt

Testbild eines sowjetischen Senders, das mit dem „Rubens" in Gerbstedt empfangen wurde

Universell verwendbare Krokodilklemmen

Gut bewährt hat sich die Verwendung von Blankenburger Messing-Krokodilklemmen als Bananenstecker. Zuleitungen mit Bananensteckern werden dadurch praktisch überflüssig, denn in höchstens zehn Minuten läßt sich aus einer derartigen Klemme ein gut federnder, teilweise isolierter Bananenstecker, der zweckmäßig durch Verlöten an der Zuleitung befestigt wird und zugleich weiter als Klemme dienen kann, herstellen. Die Umgestaltung der Klemme zum Stecker erfolgt in folgender Weise: Man feilt zunächst an jedem Schenkel die Zahnung einen halben Millimeter tiefer, legt dann einen Draht von 2 bis 2,5 mm Durchmesser und etwa 18 mm Länge längs in die Klemme, um beim nachfolgenden Arbeitsgang die Rundung des Klemmenendes, welches als Steckerstift dienen soll, zu erhalten und quetscht die Klemme in einem Schraubstock oder mit einer Flachzange rund, bis sie nach dem Herausnehmen des Drahtstückes straff in eine Steckerbuchse hineinpaßt.
Wer besonders guten Kontakt erzielen will, spannt eine stählerne, möglichst gehärtete Buchse in die Bohrmaschine, taucht die Klemme in feinste Schmirgelpaste oder in eine Paste aus Wiener Kalk (oder Schlämmkreide) oder Polierrot und Öl und schleift die Klemme ein, notwendig ist dies jedoch nicht.
Ein leichter Druck im Schraubstock seitlich gegen die Zähne der Klemme, und sie paßt fast saugend in jede Buchse. Mit der Zange werden nun die flachen, ungezahnten Vorderflächen der Klemme nachgerichtet, bis sie wieder sicher Litzendrähtchen fassen.
Sowohl der kurze als auch der mit Buchse versehene lange offene Schenkel der Klemme werden mit möglichst großem Radius etwa um 60° nach außen gebogen. Über beide Klemmschenkel zieht man nach dem Anlöten der Zuleitungsschnur straff und genügend weit überstehend faserlosen Isolierschlauch.



Wer mit diesem Klemmstecker erst einmal gearbeitet hat, vermißt keine Bananenstecker mehr und arbeitet alle vorhandenen Blankenburger Klemmen in der beschriebenen Weise um.

Ing. Gert Strenge, Leipzig

Rembrandt-Tuner wird UKW-Vorsatz

Unser Leser Horst Schmidt, Potsdam, übersandte uns folgendes Schreiben, aus dem wir einen Auszug bringen:
Ich bin im Besitz eines Rembrandt der Serie „D" und habe mir jetzt in diesen einen Tuner der Serie „E" einbauen lassen. Ich habe nun an Sie die Frage: Läßt sich aus dem Tuner „D" ein einfacher UKW-Vorsatz (evtl. mit Fernsehton) aufbauen? NF-Verstärker ist vorhanden. Wenn der Aufbau möglich ist, welche Arbeiten sind zur Ergänzung notwendig?

Der Tuner vom „Rembrandt D" läßt sich in Verbindung mit einem hochwertigen ZF-Verstärker zu einem leistungsfähigen UKW-Empfänger aufbauen. Am Tuner sind folgende Änderungen vorzunehmen:

1. Der Katodenwiderstand der EF 80, W 211 (50 Ω), ist auf 160 Ω zu erhöhen.
2. Der Gitterableitwiderstand W 201 (100 kΩ) ist an Masse zu legen. Der Durchführungskondensator 5 nF fällt weg.
3. Da der eingebaute Abstimmdrehkondensator nur eine geringe Frequenzvariation ermöglicht, kann das gesamte UKW-Band nicht erfaßt werden. Es ist deshalb ratsam, den Kondensator C 222 durch einen handelsüblichen Schmetterlingsdrehkondensator (Einfachdrehkondensator) auszutauschen.

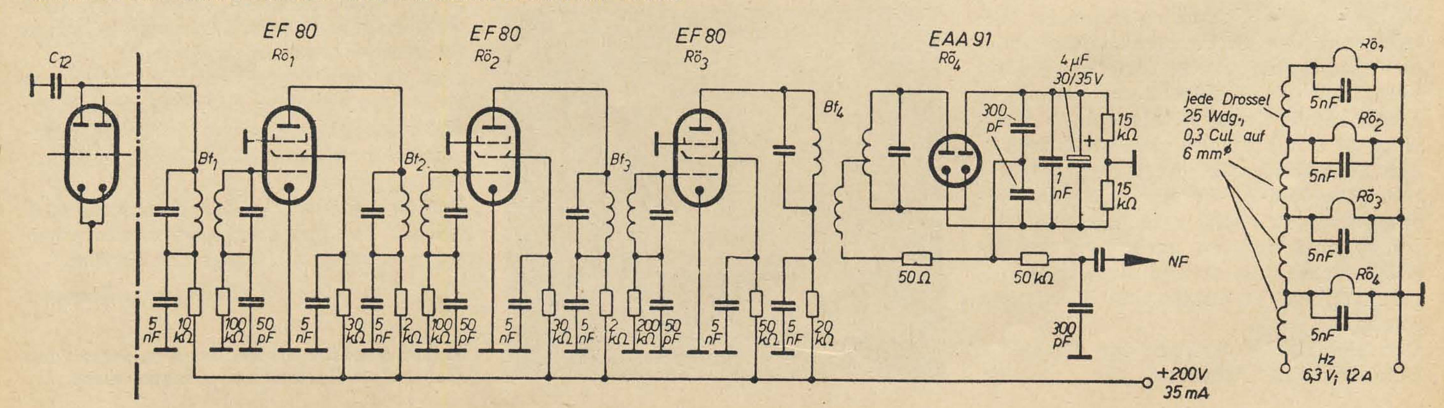
Die Oszillatorfrequenz ist durch das Verhältnis f_e zu f_z gegeben, d. h., der Oszillator schwingt um den Betrag der ZF höher oder niedriger als f_e. Die Ton-ZF beim FS-Empfänger beträgt 19,5 MHz, bei UKW beträgt die ZF 10,7 MHz. Da die handelsüblichen Bandfilter für diese Frequenz dimensioniert sind, ist es notwendig, die Oszillatorfrequenz um etwa 8,8 MHz zu verringern. Dies ist durch Herausdrehen des Abgleichkernes, der aus Messing besteht, bzw. durch Zusammendrücken der Oszillatorspulen möglich.
Der ZF-Verstärker ist mit Rücksicht auf die geringe HF-Verstärkung des Tuners dreistufig ausgeführt. Die ersten beiden Röhren arbeiten mit voller Verstärkung. Die ZF-Stufen weichen von den üblichen Schaltungen etwas ab. Zur Unterdrükkung von Zündfunken wird bei allen drei Stufen eine wirksame Clipperbegrenzung angewendet. Die RC-Glieder der Clipperstufen besitzen unterschiedliche Zeitkonstanten, wodurch das Einsetzen der Begrenzung über den gesamten Verstärker verbessert wird. Da bei der Clipperschaltung die Katoden direkt an Masse gelegt werden können, wird die Arbeitsweise des Verstärkers wesentlich stabiler. Die letzte EF 80 wird mit einer niedrigen Anodenspannung und Schirmgitterspannung betrieben. Sie besitzt dadurch einen kleinen Aussteuerungsbereich. Treffen jetzt starke Störsignale, die von den Clipperstufen nicht voll ausgelöscht werden, auf das Gitter, so werden diese am Gitter 2 wirkungsvoll unterdrückt. Die Röhre arbeitet im Pseudosättigungsgebiet. Die HF-Demodulation erfolgt durch einen Ratiodetektor, der ebenfalls Amplitudenschwankungen unterdrückt.
Zur Änderung der Schaltung werden folgende Teile benötigt (vergleiche auch Schaltbild):

Bf_1	Bandfilter	10,7 MHz	Fa. Neumann
Bf_2	Bandfilter	10,7 MHz	Fa. Neumann
Bf_3	Bandfilter	10,7 MHz	Fa. Neumann
Bf_4	Ratiofilter	10,7 MHz	Fa. Neumann

Alle Widerstände 0,25 W; 5 nF-Kondensatoren Sikatrop oder Epsilan; 300-pF-Kondensatoren vom Ratiodetektor Calit; 50-pF-Kondensatoren Calit.

Hans Förster, Berlin-Weißensee

Schaltbild zum Umbau des Tuner vom Rembrandt D als UKW-Vorsatz



L. SCHMIEDEKIND

Relaissteuerung von Tonbandgeräten TEIL 3

Dreimotorenlaufwerk — Zeitrelais für Anlauf — Bremsrelais — Speicherrelais

Das Dreimotorenlaufwerk stellt den Standardtyp des Tonbandgerätes für Studio- oder Halbstudioqualität dar und verwendet im allgemeinen die größeren Bandgeschwindigkeiten von 38,1 und 76,2 cm/s. Wegen seiner größeren Abmessungen und seines größeren Gewichtes eignet sich diese Ausführung weniger für Tonbandkoffer oder sog. Heimtongeräte, bietet jedoch dem ernsthaften Amateur ein sehr dankbares Betätigungsfeld.

Das Dreimotorenlaufwerk verwendet einen weiteren Wickelmotor für den rechten Bandteller, wobei es zweckmäßig erscheint, für den Rücklaufmotor RM und den Vorlaufmotor VM die gleiche Ausführung zu benutzen. Es kommen hierfür Asynchronläufer mit einer Drehzahl von 700 bis max. 1400 U/min in Frage. Beim Verwenden von 1000-m-Bandrollen sollte das Kippmoment[1]) der Wickelmotoren nicht unter 1500 gcm liegen; nach Möglichkeit sogar höher, um ein einwandfreies Umspulen auch bei ungünstigem Durchmesserverhältnis der Bandwickel sicherzustellen. Die Auflagen der Bandteller (Tellerflansche) sind beim Dreimotorenlaufwerk in jedem Fall starr mit den Motorachsen verbunden, so daß Rutschkupplungen, richtungsabhängige Kupplungen und Getriebe zur Kraftübertragung fortfallen. Das Bremsen der Bandteller nach dem schnellen Lauf erfolgt durch Wirbelstrombremsung beider Wickelmotoren.

Als Steuerkreis soll zunächst die Ausführung Bild 19 (Teil 2) herangezogen werden, die bereits beim Zweimotorenlaufwerk aus den Bildern 22 und 23 bekannt ist. Bild 24 zeigt eine einfache Relaissteuerung für das Laufwerk mit drei Motoren, wobei jedem von ihnen ein Schaltrelais (Motorenrelais) zugeordnet ist, deren Bezeichnung mit R, T und V gewählt wurde. Das wesentliche dieses Steuerkreises ist, daß jeweils nur ein Motorenrelais ansprechen kann. Da bei Vorlauf der Tonmotor TM und der Vorlaufmotor VM eingeschaltet werden müssen, bekommt letzterer seine verminderte Spannung zum Wickeln über die Arbeitskontakte T (16 , 26)[2]) und T (18 , 28) Die Widerstände W_3 und W_4 bestimmen das Drehmoment des Aufwickelmotors, wobei W_4 bei Anlauf etwa eine Sekunde überbrückt und so das Anzugsmoment vergrößert wird. Bei schnellem Vorlauf liegt der genannte Motor jedoch über die Arbeitskontakte V (16 , 26) und V (18 , 28) an der vollen Betriebsspannung. Das Zeitrelais Z liegt wieder über einen Kondensator C_1 parallel zum Andruckrollenmagnet AR und zieht sowohl bei Einschalten als auch beim Abfallen des Relais T kurzzeitig an, wobei es im ersten Fall über seinen oberen Arbeitskontakt den Widerstand W_4 überbrückt und im zweiten Fall einen Bremsimpuls auf den Tonmotor schaltet, um diesen abzustoppen.

Die Zuführung der Bremsspannung für die beiden Wickelmotoren erfolgt über die Ruhekontakte (13 , 23) aller drei Schaltrelais. Der Bremsumschalter BU überbrückt je nach Drehsinn des Rückwickelmotors den Vorwiderstand des jeweils abwickelnden Bandtellermotors, so daß dieser stets stärker gebremst wird. Der Magnet BA hebt sowohl bei schnellem Vorlauf als auch bei Rücklauf das Band von den Köpfen ab.

Das Stoprelais unterbricht bei Tastendruck (T_s) die Spannungszuführung der Schaltrelais. Eine Blockierung der Stoptaste in der Betriebspause erfolgt nicht, so daß ein zu verwendender Bandrißschalter zweckmäßig über die früher erwähnte RC-Kombination parallel zur Taste T_s anzuschließen ist. Bei Anziehen des Stoprelais nach Rücklauf oder schnellem Vorlauf bleibt dessen Stromkreis über seinen zweiten Arbeitskontakt und den Fliehkraftschalter FS geschlossen, bis durch Stillstand der Bandteller der Kontakt FS geöffnet wird. Während dieser Zeit (Bremszeit) ist jede Steuerungsmöglichkeit des Gerätes blockiert.

Für den Steuerkreis nach Bild 24 ist nun in Bild 25 ein weiterer Schaltkreis angegeben, der mit Gegenspannung für den jeweils abwickelnden Bandtellermotor arbeitet. Alle drei Motoren sind hier einseitig zusammengeschaltet und liegen, sobald nur eines der drei Relais angesprochen hat, zumindest einpolig an der Netzspannung. Weitere Eigenschaften dieses Schaltkreises sind:

a) Bei Vorlauf:
   TM an 220 V,
   VM über W_3 und W_4 sowie die Kontakte T (12 , 22), R (15 , 15) und V (17 , 27) an 110 V (Wickelspannung), RM über W_2 und die Kontakte T (14 , 24), V (15 , 25) und R (17 , 27) an 110 V (Gegenspannung).

b) Bei Rücklauf:
   RM an 220 V,
   VM über W_1 und die Kontakte

[1]) Drehmoment bei festgehaltener Achse.

[2]) T (16 , 26) = Kontaktpaar (16 , 26) von Relais T.

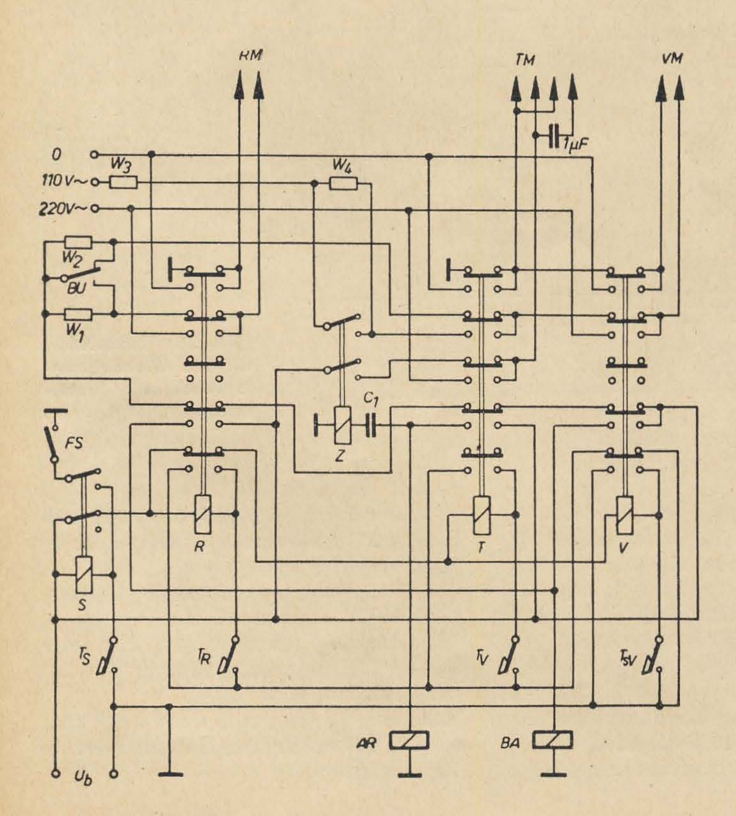


Bild 24: Relaissteuerung für das Dreimotorenlaufwerk mit Bremsumschalter (ohne Gegenspannung für die Wickelmotoren)

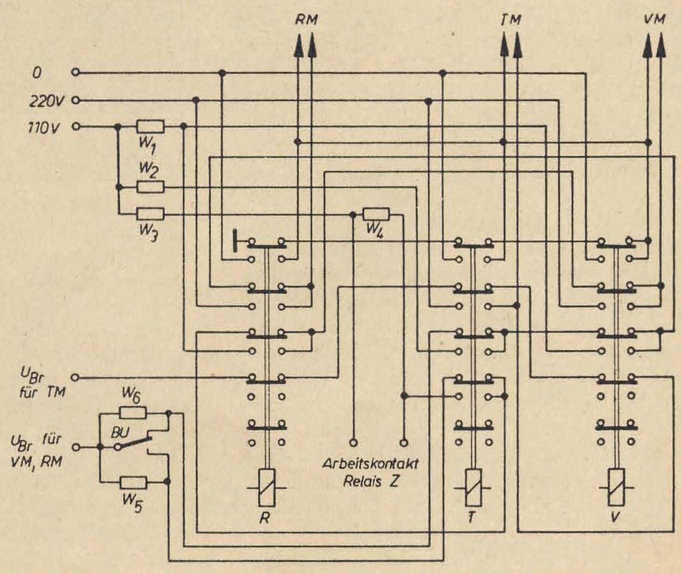


Bild 25: Schaltkreis für das Dreimotorenlaufwerk mit Bremsumschalter und Gegenspannung für die Wickelmotoren

R (14 , 24) und V (17 , 27) an 110 V (Gegenspannung).

c) Bei schnellem Vorlauf:
VM an 220 V,
RM über W_1 und die Kontakte V (14 , 24) und R (17 , 27) an 110 V (Gegenspannung).

d) Bei Stop:
Alle drei Motoren liegen einpolig an Masse. TM bekommt Bremsspannung über die Kontakte R (13 , 23), T (17 , 27) und V (13 , 23).
VM liegt über W_5 und die Kontakte T (13 , 23), R (15 , 25) und V (17 , 27) an Bremsspannung.
RM liegt über W_6 und die Kontakte T (15 , 25), V (15 , 25) und V (17 , 27) an Bremsspannung.

Da das Relais T außer der Betriebsspannung des Tonmotors auch noch die Spannungen für VM (Wickelspannung) und für RM (Gegenspannung) zu schalten hat, werden hier vier Kontaktpaare dieses Relais für den Motorschaltkreis benötigt, so daß gerade noch ein Arbeitskontakt für den Steuerkreis (Bild 24) übrig bleibt. Für den Andruckrollenmagneten BA und für das Zeitrelais wäre jedoch noch ein weiterer Kontakt erforderlich, so daß hier nach einem Ausweg gesucht werden muß. Es soll jedoch später (Bild 31) noch einmal auf diesen Schaltkreis zurückgekommen werden.
Eine Erweiterung des Steuerkreises um zwei weitere Relais (Bremsrelais BR und BV) soll nun im folgenden besprochen werden, Bild 26 zeigt die Ausführung. Das Wesentliche dieses Steuerkreises ist, daß jeweils zwei Relais bei einer Funktion ansprechen, und zwar

bei Vorlauf: Relais T und Relais V,
bei Rücklauf: Relais BR und Relais R,
bei schnellem Vorlauf:
Relais BV und Relais V.

Durch die Tasten T_R, T_V und T_{SV} werden die Relais BR, T und BV gesteuert, so daß zwischen diesen Relais die erforderliche Blockierung ähnlich Bild 19 besteht. Durch den Kontakt BR (11 , 21) werden Relais T und Relais BV blockiert, während durch Relais BV die beiden anderen Relais (T und BR) blockiert werden, das Relais T durch Kontakt BV (13 , 23) und das Relais BR durch BV (11 , 21). Da das Relais T keines der beiden anderen blockiert, besteht auch hier wieder die Möglichkeit von Vorlauf direkt auf Rücklauf oder schnellen Vorlauf zu schalten. Grundsätzlich könnte man beim Dreimotorenlaufwerk eine wechselseitige Umsteuerung der Relais BR und BV zulassen (s. Teil 1), so daß von Rücklauf unmittelbar auf schnellen Vorlauf geschaltet werden kann und umgekehrt. Da diese Ausführung einer Relaissteuerung aber auf jeden Fall spezielle (weich anlaufende) Wickelmotoren erfordert, soll hiervon kein Gebrauch gemacht werden, zumal zu diesem Schaltschritt in der Praxis keine Notwendigkeit besteht.
Wie bereits erwähnt, ziehen mit den drei durch die Tasten gesteuerten Relais je ein weiteres Relais an. Relais BR schaltet über (14 , 24) das Motorenrelais R ein. Durch das Relais T wird über T (12 , 22) und BV (15 , 25) das Relais V betätigt; letzteres spricht auch bei schnellem Vorlauf durch BR (14 , 24) an.
Das Zeitrelais Z ist im vorliegenden Fall als Ruhestromrelais mit Abfallverzögerung ausgebildet, dessen Kontaktsatz etwa eine Sekunde nach Ansprechen des Relais T abfällt. Der erste Ruhekontakt des Relais Z ist mit den Arbeitskontakten (12 , 22) der Relais BR und BV parallelgeschaltet (Leitung c) und blockiert die Funktion der Stoptaste T_s, so daß durch diese das Stoprelais erst betätigt werden kann, wenn entweder eines der Bremsrelais (BR oder BV) gezogen hat oder bei Vorlauf das Relais Z abgefallen ist. Während der Verzögerungszeit von Z besteht also keine Möglichkeit das Stoprelais zu betätigen. Diese Eigenart wird später beim Verwenden des sogenannten Speicherrelais (Bild 29) benötigt. Da die Blockierung der Stoptaste nicht für den Bandrißschalter BS gilt, ist dieser auch während der Verzögerungszeit von Relais Z funktionsfähig.
Wird bei Rücklauf oder schnellem Vorlauf die Stoptaste gedrückt, so spricht Relais S an und hält seinen eigenen Stromkreis über den ersten Arbeitskontakt geschlossen. Durch den zweiten Ruhekontakt wird die Leitung a von der Betriebsspannung abgeschaltet, so daß zunächst die drei Motorenrelais stromlos werden und das jeweils gezogene Relais von diesen abfällt. Das dazugehörige Bremsrelais bleibt jedoch noch angezogen, da seine masseseitige Zuführung (Leitung b) zwar vom Stoprelais unterbrochen wurde, vom Fliehkraftschalter tung c) trennt. Eine Bremszeit findet also nicht statt.
Da das Zeitrelais bei dieser Steuerschaltung anders ausgeführt ist als bei früheren Beispielen, steht hier auch kein Gleichspannungsimpuls zum Abbremsen des Tonmotors zur Verfügung, so daß er ständig an die Bremsspannung zu legen ist.
Der dazugehörige Schaltkreis ist im Bild 27 dargestellt und arbeitet mit Gegenspannung für den jeweils abwickelnden Bandtellermotor, ähnlich wie der Schaltkreis Bild 25.

a) Vorlauf (Relais T und V angesprochen):
TM an 220 V,
VM über W_3, W_4 sowie BV (19 , 29) und V (16 , 26) an 110 V (Wickelspannung),
RM über W_2 sowie T (14 , 24), V (12 , 22) und R (17 , 27) an 110 V (Gegenspannung).

b) Rücklauf (Relais BR und R angesprochen):
RM an 220 V,
VM über W_1 sowie R (12 , 22) und V (17 , 27) an 110 V (Gegenspannung).

c) Schneller Vorlauf (Relais BV und V angesprochen):
VM an 220 V über BV (18 , 28), und V (16 , 26)
RM über W_1 sowie T (15 , 25), V (12 , 22) und R (17 , 27) an 110 V (Gegenspannung).

d) Bei Stop nach Rücklauf (Relais BR angesprochen):
RM über W_6 sowie V (13 , 23) und R (17 , 27) an Bremsspannung (schwache Bremsung),

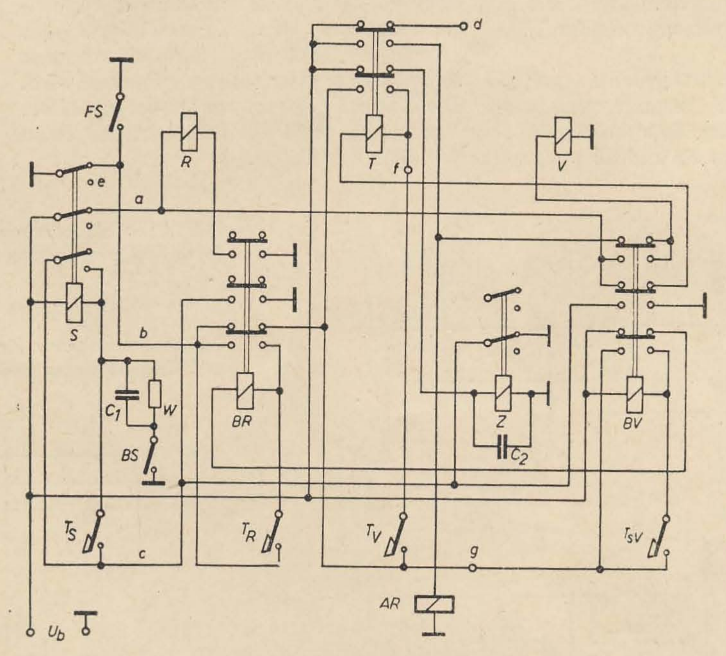


Bild 26: Steuerkreis für das Dreimotorenlaufwerk mit Bremsrelais

FS aber gehalten wird. Nach Stillstand der Bandteller öffnet FS, das jeweils noch angezogene Bremsrelais fällt ab, trennt die Masseverbindung (Leitung c), so daß nun auch das Stoprelais abfällt. Die Ausgangsstellung ist wieder hergestellt.
Beim Betätigen der Stoptaste während des normalen Vorlaufes spricht das Stoprelais nur solange an, bis durch Abfall des Relais T das Zeitrelais Z wieder anspricht und die Masseverbindung (Lei-

VM über BR (16 , 26), R (13 , 23) und V (17 , 27) an Bremsspannung (starke Bremsung).

e) Bei Stop nach schnellem Vorlauf (Relais BV angesprochen):
VM über W_5 sowie R (13 , 23) und V (17 , 27) an Bremsspannung (schwache Bremsung),
RM über BV (16 , 26), V (13 , 23) und R (17 , 27) an Bremsspannung (starke Bremsung).

f) Stop allgemein (kein Relais angesprochen):
TM an Bremsspannung,
VM über W_5 an Bremsspannung,
RM über W_6 an Bremsspannung.

Das Zeitrelais Z überbrückt bei Anlauf des Gerätes (Vorlauf) noch für etwa eine Sekunde den Widerstand W_4 und erhöht so das Anzugsmoment des Vorlaufmotors.

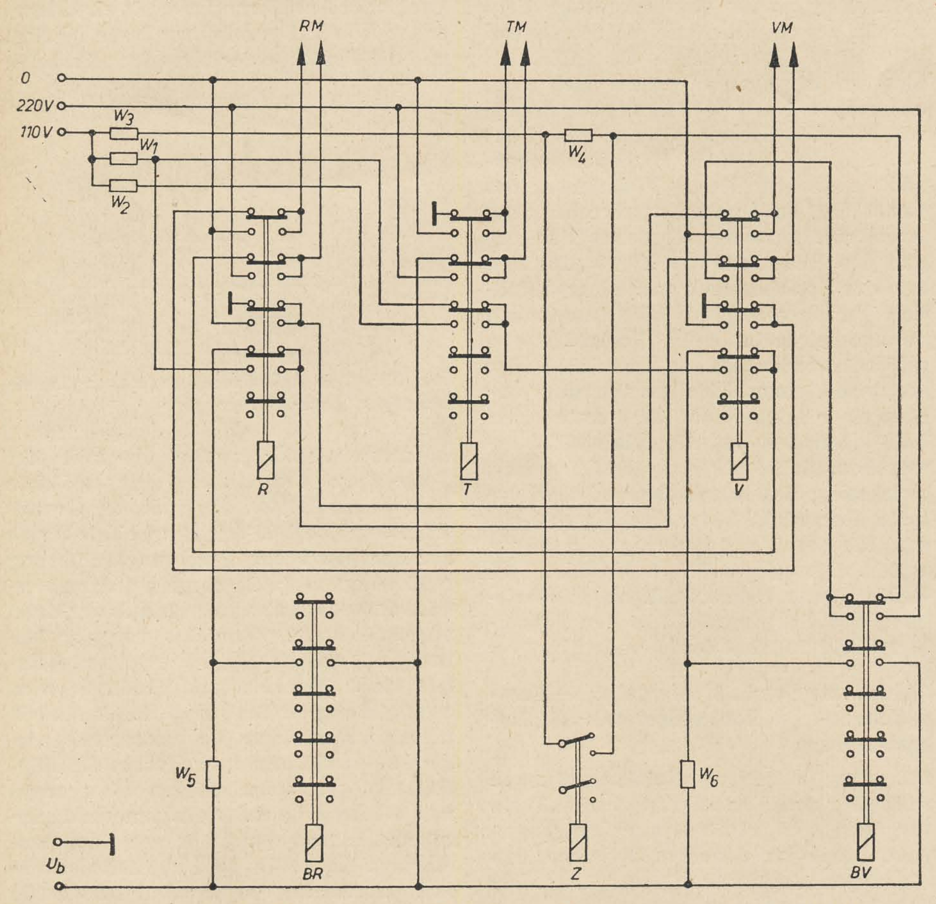


Bild 27: Schaltkreis für den Steuerkreis nach Bild 26 mit Gegenspannung für die Wickelmotoren

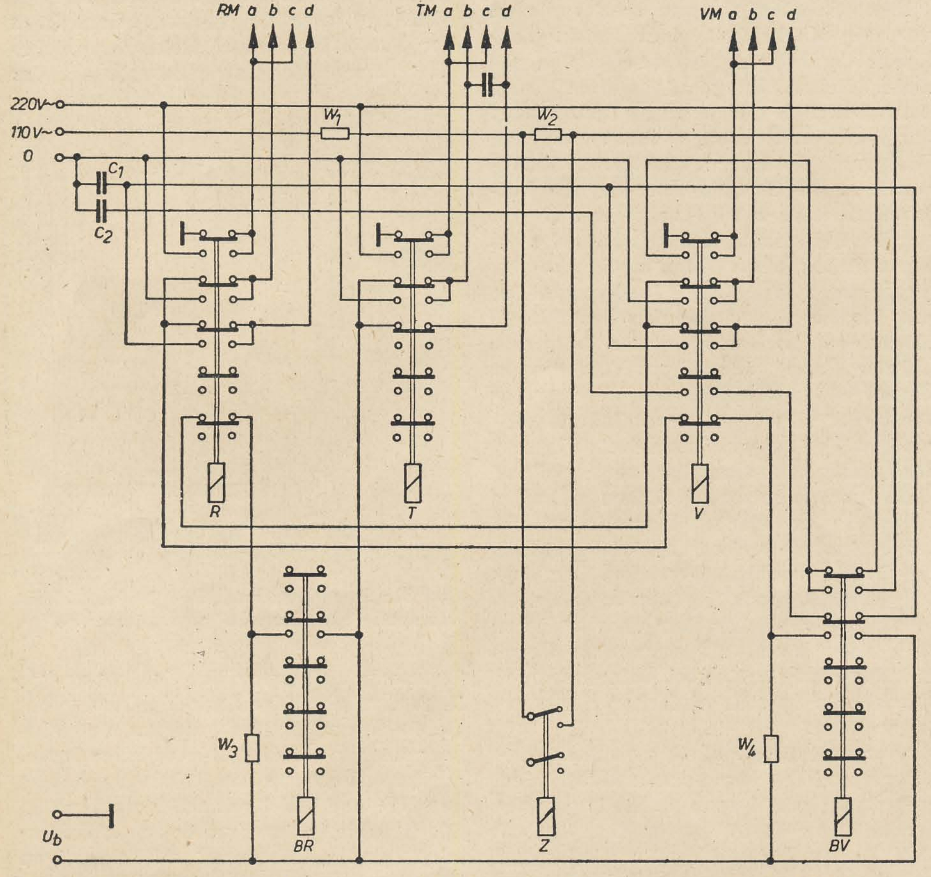


Bild 28: Schaltkreis für den Steuerkreis nach Bild 26 ohne Gegenspannung für die Wickelmotoren

Die Benennung der Widerstände W_1 bis W_6 erfolgte in Übereinstimmung mit Bild 25.

Der Widerstand W_1 dient sowohl dem Vorlauf- als auch dem Rücklaufmotor zur Zuführung der Gegenspannung bei schnellem Lauf. Der mechanisch arbeitende Bremsumschalter einfacherer Relaissteuerungen ist hier nicht mehr erforderlich. Seine Funktion wird rein elektrisch von den beiden Bremsrelais BR und BV übernommen.

In Bild 28 ist ein weiterer Schaltkreis für die gleiche Steuerung dargestellt, der jedoch ohne Gegenspannung arbeitet. Es wurde dieser Schaltung zugrunde gelegt, daß die Wickelmotoren, ähnlich dem Tonmotor, mit Haupt- und Hilfswicklung ausgelegt sind. Da im vorliegenden Fall nur jeweils ein Wickelmotor in Betrieb ist, besteht die Möglichkeit, den Phasenschieberkondensator für beide Motoren zu verwenden. Wie aus dem Bild hervorgeht, wird C_1 durch die Arbeitskontakte (14 , 24) der Relais R und V an den in Betrieb befindlichen Motor gelegt. Ein zweiter Kondensator C_2 wird nur bei Vorlauf durch die Kontakte V (12 , 22) und BV (17 , 27) parallel zu C_1 geschaltet, so daß der Vorlaufmotor bei 110-V-Betrieb mit einem größeren Phasenschieber läuft. Dadurch wird der Wirkungsgrad des mit geringer Spannung betriebenen und sehr langsam laufenden Motors erhöht. Das Drehmoment dieses Motors soll bei normalem Vorlauf ungefähr bei 1000 gcm liegen, damit sich im Mittel ein Bandzug von 100 g ergibt.

Drehstromläufer mit Hilfsphase betrieben und Einphasenmotoren mit Hilfswicklung zeigen die Erscheinung, daß ihr Kippmoment wesentlich unter dem Drehmoment bei voller Geschwindigkeit liegt. Aus diesem Grunde treten beim Umwickeln gewisse Schwierigkeiten auf, vor allem beim Anlauf mit ungünstigem Durchmesserverhältnis der Bandwickel. Diese Eigenart normaler Wirbelstromläufer läßt sich im Fall Bild 28 dadurch beheben, daß nur bei Bedarf der Kondensator C_2 parallel zu C_1 geschaltet wird, um so das Drehmoment des Wickelmotors erhöhen zu können. Verwendet man zweipolige Tasten für T_R und T_{SV}, schaltet der zweite Kontakt den zusätzlichen Phasenschieber C_2 ein, so daß für die Dauer des Tastendrucks das Drehmoment des Wickelmotors auf das zwei- bis dreifache gesteigert werden kann.

Diese Ausführung wird im Teil 4 noch einmal behandelt.

Der Bandgegenzug des jeweils abwickelnden Bandtellers muß beim Schaltkreis der Bilder 24 und 28 mechanisch hergestellt werden, wie in Teil 2 besprochen wurde. Somit ergibt sich, daß sowohl bei Vorlauf als auch bei schnellem Vorlauf das Bremsmoment des Rückwickeltellers gleich ist. Es ist zweckmäßig, das Bremsmoment für den Vorlauf einzustellen, so daß sich im Mittel ein Bandzug von ebenfalls 100 g ergibt. Dieses konstante Bremsmoment hat einen vom Banddurchmesser abhängigen Bandzug zur Folge, so daß die Friktion der Andruckrolle unbedingt fest sein muß. Bei schnellem Vorlauf wird der Phasenschieber C_1 nun so bemessen,

daß der Vorlaufmotor bis zum Bandende durchzieht. Das Bremsmoment des rechten Bandtellers für den Rücklauf wird ungefähr so gewählt wie das Bremsmoment des linken Tellers, so daß auch der Rücklaufmotor das Band bis zum Ende durchzieht. Bei Anlauf in der Mitte des Bandes oder bei extrem ungünstigem Wickeldurchmesser ist durch kurzzeitiges Erhöhen des Drehmomentes (parallelschalten von C_2 zu C_1) der Motor auf die gewünschte Tourenzahl zu bringen.
Das Abbremsen der Bandteller nach dem schnellen Lauf erfolgt, wenn durch Betätigen der Stoptaste das Motorenrelais abgefallen ist. Der Bremsstromkreis für den Rücklaufmotor wird über den Kontakt V (11 , 21) geschlossen, wie auch umgekehrt der Vorlaufmotor erst dann gebremst wird, wenn der Ruhekontakt R (11 , 21) den Bremsstromkreis schließt. Wie im Vorhergehenden liegen die Wikkelmotoren in der Betriebspause über die Bremswiderstände W_3 und W_4 an der Bremsspannung. Diese Maßnahme ist zwar nur im Fall Bild 27 nötig, da dort jedes mechanische Bremsmoment der Bandteller fehlt, soll aber hier beibehalten werden. Der Tonmotor liegt beim Bremsen mit beiden Wicklungen an der Bremsspannung. Bei Stromlosigkeit des Relais T wird dessen Phasenschieber überbrückt. Ein Abheben des Tonbandes von den Köpfen bei Rücklauf und schnellem Vorlauf wurde in beiden Schaltkreisen nicht angegeben, kann jedoch für jeden vorkommenden Fall ergänzt werden.

Speicherrelais

Der Steuerkreis in Bild 26 kann durch ein weiteres Relais (Bild 29), mit dem man von Rücklauf oder schnellem Vorlauf unmittelbar auf Vorlauf schalten kann, ohne erst vorher die Stoptaste betätigen zu müssen, noch vervollkommnet werden. Es trägt also zur Bedienungsvereinfachung bei.

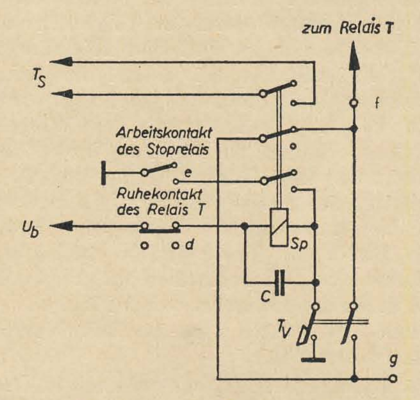


Bild 29: Schaltung des Speicherrelais als Ergänzung für den Steuerkreis nach Bild 26

Für die Vorlauftaste T_V wird eine zweipolige Ausführung verwendet, dessen zweiter Kontakt das sog. Speicherrelais (Sp) steuert. Da bei Rücklauf oder schnellem Vorlauf das Relais T nicht angesprochen hat, ist der Stromkreis für Relais Sp über den Ruhekontakt T (13 , 23) geschlossen (Punkt d in Bild 26 und Bild 29).
Bei Druck auf die Taste T_V während des schnellen Laufes spricht also zunächst das Speicherrelais an, betätigt durch seinen oberen Arbeitskontakt die Stoptaste und bleibt dann angezogen, da es seinen Stromkreis über den nun geschlossenen Arbeitskontakt des Stoprelais (Punkt e) und seinen eigenen Arbeitskontakt geschlossen hält. Der zweite Arbeitskontakt liegt parallel zur eigentlichen Vorlauftaste und hält diese überbrückt. Da Relais T blockiert ist, kann es jedoch noch nicht ansprechen. Nach Beendigung der Bremszeit fällt das Bremsrelais und damit das Stoprelais ab (Bild 26). In diesem Augenblick kann aber Relais T anziehen; das Gerät läuft an. Durch Unterbrechung des Arbeitskontaktes des Stoprelais (Punkt e) und des Ruhekontaktes T (13 , 23) fällt nun das Speicherrelais nach einer Abfallverzögerung von 0,2 bis 0,5 Sekunden ab, der „gespeicherte" Befehl Vorlauf ist also gelöscht worden. Da das Zeitrelais Z aber erst nach einer Abfallverzögerung von etwa einer Sekunde abfällt, konnte innerhalb dieser Zeit das Stoprelais nicht ansprechen, obwohl das Speicherrelais gleichzeitig die Vorlauftaste und die Stoptaste überbrückt hielt; eine Eigenschaft, auf die bereits aufmerksam gemacht wurde. Die erforderlichen Kontakte bei Relais T und Relais S für die Einbeziehung des Speicherrelais in den Steuerkreis (Bild 26) sind dort gerade frei.

„Aufnahme" und „Wiedergabe" — Fernbedienung von Tonbandgeräten mit Relaissteuerung

Bei allen bisherigen Relaissteuerungen wurde für den Vorlauf eine einzige Taste vorgesehen, ohne daß darauf eingegangen wurde, wie im einzelnen zwischen den Stellungen „Aufnahme" und „Wiedergabe" unterschieden werden soll. Die Funktion des Laufwerkes ist in beiden Fällen die gleiche, wenn man zunächst vor der Möglichkeit einer unterschiedlichen Bandführung an den Köpfen absieht. Bei Stellung „Aufnahme" sind dann lediglich der Löschgenerator bzw. der Vormagnetisierungsgenerator und der Aufsprechverstärker zusätzlich einzuschalten. Bei Geräten ohne eigenen Aufsprechverstärker wird zu diesem Zweck nur der Sprechkopf eingeschaltet oder bei Verwendung eines Kombinationskopfes, dieser umgeschaltet. Bei Tonbandgeräten mit insgesamt drei Köpfen besteht die Möglichkeit auch während der Aufnahme „hinter Band" abzuhören. Aus diesem Grund ist es nützlich, den Wiedergabeverstärker ständig oder zumindest während des Vorlaufes eingeschaltet zu lassen. Die Lösung kann einmal dadurch erfolgen, daß durch einen zusätzlichen Schalter (Kippschalter oder Kelloggschalter) die bei Aufnahme erforderlichen Kontakte ein- bzw. umgeschaltet werden. Der Vorteil dieser Methode liegt darin, daß man sowohl das Speicherrelais ohne weiteres verwenden kann, als auch eine Fernschaltung des Gerätes bei Aufnahme oder Wiedergabe in sehr einfacher Form erfolgen kann.
Eine zweite Möglichkeit zwischen Aufnahme und Wiedergabe zu unterscheiden besteht darin, daß man an Stelle der bisher üblichen Taste T_V für den Vorlauf zwei Tasten T_W und T_A für Wiedergabe und Aufnahme verwendet. Beide Tasten steuern das Laufwerk in gleicher Weise, wobei jedoch Taste T_A noch zusätzlich die Funktionen für die Aufnahme steuert.
Diese Forderung läßt sich zunächst dadurch erreichen, daß für die Taste T_A eine zweipolige Ausführung gewählt wird, deren erster Kontakt parallel zur Taste T_W liegt und die Funktion der bisherigen Taste T_V

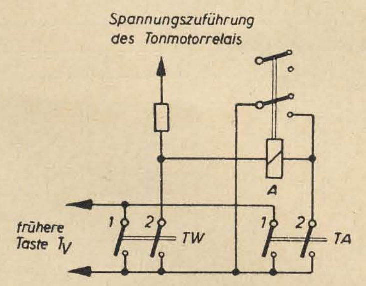


Bild 30: Das Aufnahmerelais als Ergänzung bisheriger Steuerschaltungen

übernimmt. Der zweite Kontakt der Taste T_A steuert ein zusätzliches Relais (Aufnahme-Relais), das nach der Grundschaltung (Bild 4, Teil 1) arbeitet. Durch richtige Wahl der Spannungszuführung muß lediglich dafür Sorge getragen werden, daß das Aufnahmerelais A nur dann anziehen kann, wenn das von der bisherigen Vorlauftaste T_V gesteuerte Relais nicht blockiert ist. Dadurch wird zwangsläufig erreicht, daß Relais A auch zusammen mit dem Tonmotorrelais wieder abfällt. Läßt man weiterhin die Möglichkeit des wechselseitigen Überganges von Wiedergabe auf Aufnahme und umgekehrt zu, so gelangen wir zu einer Ausführung, die in Bild 30 dargestellt ist und sich allgemein anwenden läßt. Beide Tasten sind zweipolig, wobei die Kontakte 1 parallelgeschaltet sind und die bisherige Taste T_V ersetzen. Kontakt 2 der Taste T_A steuert Relais A, welches über einen Schutzwiderstand an der

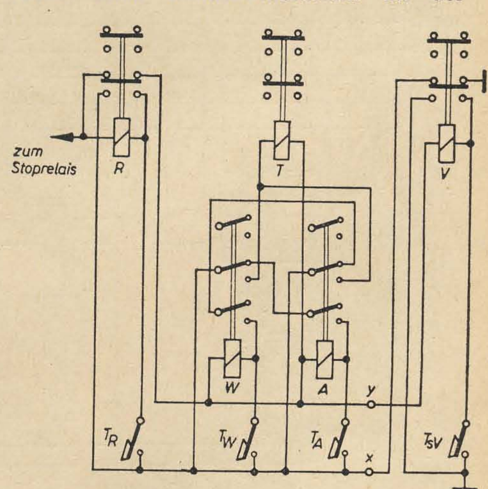


Bild 31: Steuerkreis nach Bild 19 (Teil 2) mit den Tasten „Wiedergabe" und „Aufnahme"

Spannungszuführung des Tonmotorrelais liegt. Kontakt 2 der Taste T_W überbrückt Relais A und schließt dessen Betriebsspannung kurz, so daß es abfallen kann. Weitere Kontakte des Relais A schalten den NF- und HF-Kreis auf Aufnahme.
Die Steuerung der Funktionen „Wiedergabe" und „Aufnahme" mit einpoligen Drucktasten, jedoch unter Verwendung

von zwei Hilfsrelais, ist in Bild 31 wiedergegeben. Dieser Schaltung liegt der Steuerkreis des Bildes 19 (Teil 2) zugrunde, der sowohl beim Zweimotorenlaufwerk als auch beim Gerät mit drei Motoren angewendet wurde. Durch die Tasten T_W und T_A werden hier die Relais W und A betätigt, zwischen denen die in Bild 7 (Teil 1) beschriebene wechselseitige Umsteuerung besteht. Es ist also auch hier wieder möglich, bei laufendem Gerät von Wiedergabe auf Aufnahme überzugehen und umgekehrt. Die mittleren Arbeitskontakte der Relais W und A liegen parallel und schalten das Relais T. Die Blockierung, die in Bild 19 zwischen den Relais R, T und V besteht, liegt hier zwischen den Relais R (W, A) und V, wobei aus Sicherheitsgründen die Spannungszuführung für das Relais T ebenfalls von den Fußpunkten x und y aus erfolgt. Weitere Kontakte der Relais W und A können die notwendigen Stromkreise schalten. Für diesen Steuerkreis kann der in Bild 25 dargestellte Schaltkreis verwendet werden, da jetzt die notwendigen Kontakte des Relais T zur Verfügung stehen.

Damit ist es möglich, nach einer Aufnahme sofort auf schnellen Lauf zu gehen, da sowohl bei Rücklauf als auch bei schnellem Vorlauf der HF-Generator nicht in Betrieb und das Band von den Köpfen abgehoben ist.

Bei einem Gerät, welches mit drei Köpfen arbeitet, sollte man, um die Köpfe zu schonen, das Band bei Wiedergabe nicht an Lösch- und Sprechkopf anliegen lassen, das gilt übrigens auch für den Löschkopf eines Gerätes mit Kombikopf. Das kann man durch einen getrennten Aufnahmeschalter oder durch zwei Tasten T_W und T_A erreichen. Es hängt dabei selbstverständlich von der Konstruktion des Laufwerkes ab, ob mit Bandabhebung von den Köpfen oder mit Bandandruck an die Köpfe gearbeitet wird.

Fernbedienung

Im einfachsten Fall kann die Fernschaltung eines Tonbandgerätes mit Relaissteuerung dadurch erfolgen, daß die Zuleitungen für die zu bedienenden Tasten durch je ein zweipoliges Kabel verlängert werden und so an beliebiger Stelle zu betätigen sind. Bei der beschriebenen Fernsteuerung sind jedoch nur die Funktionen „Vorlauf" und „Stop" zu bedienen, wobei die erstere noch in Wiedergabe und Aufnahme unterteilt werden kann. Beim Verwenden eines getrennten Aufnahmeschalters wird die Vorwahl (Wiedergabe-Aufnahme) durch dessen Schaltstellung getroffen, so daß das Laufwerk lediglich auf „Vorlauf" und „Stop" geschaltet zu werden braucht. Bei einer Aufteilung der Funktionen „Wiedergabe" und „Aufnahme" durch zwei Drucktasten T_W und T_A ist es zweckmäßig, durch einen Umschalter am Gerät die Fernbedienung wahlweise auf eine dieser beiden Tasten zu schalten, da es in der Praxis wohl kaum notwendig ist, „Wiedergabe" und „Aufnahme" wechselseitig fernsteuern zu müssen. Auch hier kommt man also mit der Bedienung von zwei Tasten aus (T_S und T_W oder T_A). Zwei getrennte Leitungen zur Fernbedienung eines Tonbandgerätes zu verwenden ist im allgemeinen untragbar, so daß mit dem in Bild 8 (Teil 1) dargestellten Ein-Aus-Schalter eine andere Lösung angegeben werden soll. Zu diesem Zweck ist eine Ergänzung dieser Schaltung erforderlich, die aus Bild 33 zu ersehen ist. Die Arbeitsweise der Relais A und B wurde bereits an früherer Stelle beschrieben, das Wesentliche sei hier nochmals herausgestellt.

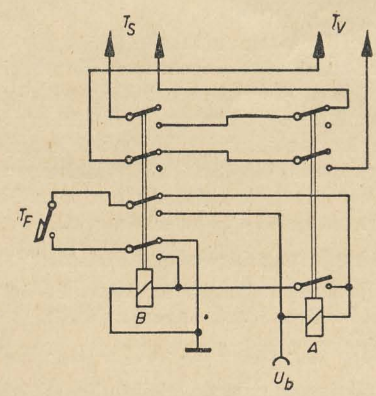


Bild 33: Zusatz für die Fernbedienung nach Bild 8 (Teil 1)

1. Bei einem ersten Druck auf die Taste der Fernbedienung T_F zieht Relais A an, während Relais B erst nach dem Öffnen von T_F ansprechen kann. Für die Dauer des Tastendruckes wird also die mit T_V gekennzeichnete Leitung kurzgeschlossen; sie wird der Vorlauftaste parallelgeschaltet.
2. Bei einem zweiten Druck auf die Taste T_F fällt Relais A ab, während Relais B erst nach dem Öffnen von T_F abfallen kann. Für die Dauer dieses Tastendrucks ist also die mit T_S bezeichnete Leitung kurzgeschlossen und wird parallel zur Stoptaste geschaltet.

Durch die beiden Relais A und B ist man in der Lage, mit einem zweipoligen Kabel auszukommen. Die Fernbedienungstaste T_F schaltet dann abwechselnd auf Vorlauf und Stop. Der Fernbedienungszusatz ist zweckmäßigerweise in das Tonbandgerät einzubauen, wobei durch besondere Schaltungsmaßnahmen dafür Sorge getragen werden kann, daß bei eingeschaltetem Relais A und B nach dem Drücken der Gerätestoptaste diese ebenfalls abfallen. Das gleiche gilt übrigens für das Ansprechen der Fernschaltrelais, wenn die Gerätevorlauftaste gedrückt wurde. Dadurch kann erreicht werden, daß beim Einschalten des Laufwerkes durch seine eigene Vorlauftaste das Gerät durch den ersten Druck auf die Fernschalttaste abgeschaltet wird, während sonst erst mit dem zweiten Druck der Taste T_F „Stop" gedrückt werden würde. Das Analoge gilt für einen erneuten Anlauf der Maschine durch Taste T_F, wenn das Tonbandgerät durch die geräteeigene Stoptaste abgeschaltet wurde. Da diese Fragen jedoch nicht von wesentlicher Bedeutung sind, sollen sie nicht weiter behandelt werden. Verwendet man einen Steuerkreis mit Speicherrelais, ist es nicht nötig, dieses durch die Fernbedienung mitzuschalten, da das Vor- und Rückwickeln in jedem Fall am Gerät selbst gesteuert wird.

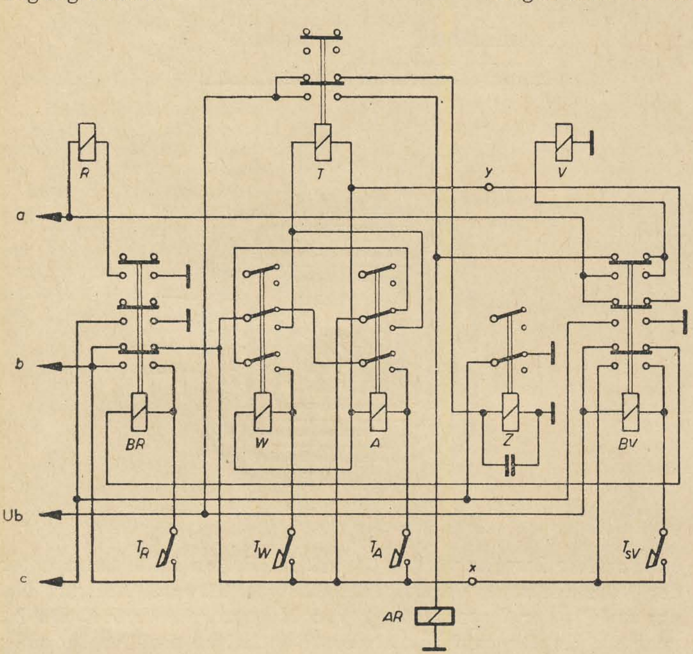


Bild 32: Steuerkreis nach Bild 26 mit den Tasten „Wiedergabe" und „Aufnahme"

Der Steuerkreis aus Bild 26 für das Dreimotorenlaufwerk ist in Bild 32 durch die Tasten T_W und T_A ergänzt. Auch hier liegen die beiden Relais W und A wieder zwischen den Fußpunkten x und y, werden also sowohl durch Relais BR als auch durch Relais BV blockiert. Die wechselseitige Umsteuerung zwischen den beiden Hilfsrelais geschieht in gleicher Weise wie in Bild 31.

Eine mechanische Verriegelung der Taste T_A ist in jedem Fall zu empfehlen, damit diese nicht versehentlich betätigt werden kann. Abschließend sei noch einmal auf die Verwendung eines getrennten Schalters eingegangen, der nur bei Aufnahme eingeschaltet wird. Hierbei ist es ratsam, die Betriebsspannung für den Löschgenerator außerdem durch einen Arbeitskontakt des Vorlaufrelais bzw. Tonmotorrelais zu unterbrechen, damit der Löschkopf nur dann in Tätigkeit treten kann, wenn das Gerät auf Vorlauf geschaltet ist.

Wird fortgesetzt

Dipl.-Ing. FRIEDRICH ISER

Berechnung von Kleintransformatoren

Die nachstehende Berechnungsmethode vermeidet eine Grobschätzung bei der Festlegung der Windungszahlen. Wir glauben, daß dieser Beitrag durch den einfachen Rechnungsgang sowohl dem Anfänger wie auch dem Praktiker etwas gibt, da es damit möglich ist, Transformatoren bis zu 1000 VA in verhältnismäßig kurzer Zeit genau zu berechnen.

Rechnungsgang

In die Berechnungstabelle (Seite 124) werden zunächst die vorgegebenen Daten eingetragen. Man beginnt mit den Wicklungen, bezeichnet die unterste mit I und trägt den Spannungswert ein. Danach die Spannungs- und Stromwerte der darüberliegenden Wicklungen II und III. Die Leistung N in VA wird für die Wicklung II und III (Sekundärwicklungen) berechnet und ebenfalls eingetragen. Die Leistung und den Strom der Primärwicklung kann man erst später eintragen.

1. Berechnung der Sekundärleistung

Die jeweiligen Sekundärleistungen berechnet man aus den entsprechenden Spannungen und Strömen. Es gilt daher:

$$N_s = I_{s1} \cdot U_{s1} + I_{s2} \cdot U_{s2} + I_{s3} \cdot U_{s3} + \cdots = \Sigma N_s \text{ in VA} \quad (1)$$

Bei Heizspannungen bleibt die Mittelanzapfung unberücksichtigt, man setzt die gesamte Heizspannung ein; bei Einweggleichrichtungen die volle Wechselspannung und bei Vollweggleichrichtung (außer Graetzschaltung) wird nur die Wechselspannung einer der beiden Spannungswicklungen eingesetzt.

2. Bestimmung des Blechpaketes aus der Primärleistung N_p

Da die genauen Verluste noch nicht bekannt sind, berechnet man zunächst die vorläufige Primärleistung N_p' mit Hilfe des Wirkungsgrades des voraussichtlichen Typs. Bei einer Typenleistung bis 25 VA beträgt $\eta = 70\%$, von 25 VA bis 200 VA 80% und über 200 VA 90%.

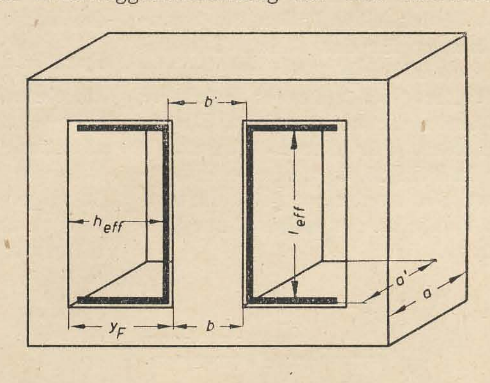
Es beträgt nun

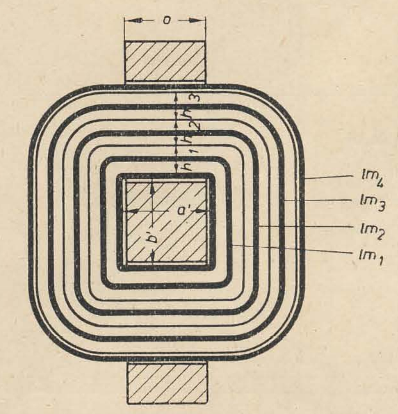
$$N_p' = \frac{N_s}{\eta} \text{ in VA} \quad (2)$$

Erklärung der verwendeten Zeichen

Zeichen	Bedeutung	Einheit
N_s	Sekundärleistung — gesamte zu übertragende Leistung	in VA
N_p	übertragbare Leistung — gesamte dem Netz entnommene Leistung — Primärleistung	in VA
N_p'	vorläufige Primärleistung	in VA
N_{Fe}	Eisenverluste	in VA
N_{Cu}	Kupferverluste	in VA
N	Typenleistung (= N_p)	in VA
n	Windungen pro Volt	
i_{zul}	zulässige Stromdichte	in A/mm²
l_{eff}	effektive Wickellänge	in mm
p	Abzug von l_{eff} je nach Drahtstärke	in %
h_{eff}	effektive Wickelhöhe	in mm
a'	Blechpaketstärke | einschließlich Kerniso-	in cm
b'	Kernbreite | lation und Spulenkörper	in cm
I_s	abzugebender Gleichstrom	in A
I_w	Wicklungsstrom	in A
I_p	Primärstrom	in A
U_p	Primärspannung	in V
q	Drahtquerschnitt	in mm²
d	Durchmesser des blanken Drahtes	in mm
d_{max}	Durchmesser des isolierten Drahtes	in mm
i	Stromdichte aus der gewählten Drahtstärke und dem Wicklungsstrom	in A/mm²
w	korrigierte Windungszahl	
k	Korrekturfaktor zur Berechnung des Spannungsabfalls in der Wicklung	
l_m	mittlere Windungslänge	in cm
Z	Lagenzahl	
h	Wicklungshöhe	in mm
L_w	Länge einer einlagigen Wicklung bei w Windungen	in mm
R	Gleichstromwiderstand einer Wicklung	in Ω
R_{Cu}	Widerstand des Kupferdrahtes pro Meter	in Ω/m

Hat man N_p' ermittelt, kann man anhand der Transformatorentabelle das Blechpaket bestimmen und gleichzeitig die übertragbare Leistung N_p (die für nicht unterteilte Primär- und nur eine Sekundärwicklung gilt) und die Eisenverluste N_{Fe} entnehmen. Werden höhere Sekundärspannungen verlangt, muß unter Umständen infolge des größeren Wickelraumbedarfs durch die erforderliche Isolation ein größerer Kerntyp gewählt werden. Der erhöhte Wickelraumbedarf liegt auch dann vor, wenn eine Zweiweggleichrichtung für eine Anodenspannung





oder andere Zwecke verlangt wird. In diesem Falle kann unter der Voraussetzung der höchstzulässigen Stromdichte mit N_p' nur auf $^2/_3$ der Typenleistung von N gegangen werden. Da N_p auch die Kupfer- und Eisenverluste enthalten muß, ergibt sich:

$$N_p = N_s + N_{Cu} + N_{Fe} \quad \text{in VA,} \quad (2a)$$

wobei für $N_{Cu} = \frac{N_{Fe}}{2}$ eingesetzt werden kann.

Beim Ablesen der Werte aus den Trafotabellen ist darauf zu achten, ob sie die dem Netz entnommene Leistung N_p oder die zu übertragene Leistung N_s enthalten.

Liegen nunmehr Blechpaket- und Spulenabmessungen vor, so kann man in das Berechnungsblatt folgende Werte eintragen: N_p', N_p, Kerntyp, N (Typenleistung lt. Tabelle), N_{Fe}, N_{Cu}, n, i_{zul}, h_{eff}, a' und b'.

3. Bestimmung der Wicklungsströme und der Drahtstärke d

Bei einem abzugebenden Gleichstrom ist für die Ermittlung des Drahtdurchmessers der Wicklungsstrom und die zulässige Stromdichte maßgebend.

Infolge der Überlagerung des gleichgerichteten Stromes und des über die Siebmittel fließenden Wechselstromes gilt

bei Einweggleichrichtung $I_w = 1{,}25 \cdot I_s$ in A,

bei Vollweggleichrichtung $I_w = 0{,}7 \cdot I_s$ in A, (Tafo mit Mittelanzapfung)

bei Vollweggleichrichtung $I_w = 1{,}6 \cdot I_s$ in A. (Graetzschaltung)

Der Primärstrom errechnet sich nun aus

$$I_p = \frac{N_p'}{U_p} \quad \text{in A.} \tag{3}$$

Für den Drahtquerschnitt ergibt sich somit:

$$q = \frac{I_w}{i_{zul}} \text{ in mm}^2 \text{ bzw. } d = \sqrt{\frac{1,27 \cdot I_w}{i_{zul}}} \text{ in mm,} \tag{4}$$

wobei i_{zul} für den gewählten Kerntyp den Trafotabellen entnommen wird.
Zur Ermittlung der Stromdichte ist noch folgendes zu sagen:
Handelt es sich um keine Gleichrichterschaltung mit Mittelanzapfung oder werden keine besonderen hohen Spannungen verlangt, so kann man die Stromdichte entsprechend dem Verhältnis der geringeren zu übertragenden Leistung zur Typenleistung niedriger wählen. Bei Doppelweggleichrichtung mit Mittelanzapfung gilt sinngemäß, in welchem Maße die zu übertragende Leistung noch unterhalb von $^2/_3$ der Typenleistung liegt. Man kann jedoch anstatt mit den Gleichungen (4) zu rechnen entsprechende Drahttabellen benutzen.
In das Berechnungsblatt können nunmehr I_p, d, d_{max} und i eingetragen werden.

4. Berechnung der korrigierten Windungszahl w

Korrigierte Windungszahl deshalb, weil in ihr bereits der durch den Belastungsstrom I_S auftretende Spannungsabfall berücksichtigt ist. Es gilt die Gleichung:

$$w = U \cdot n \pm U \cdot n \cdot k \cdot l_m$$ [1]

Der Korrekturfaktor k wird durch ϱ, n und i ($k = \varrho \cdot n \cdot i$) bestimmt.
Die mittlere Windungslänge l_m wird für jede Wicklung getrennt berechnet. Das Pluszeichen gilt für die Sekundärwicklung, das Minuszeichen für die Primärwicklung.
Um die Berechnung übersichtlich aufzubauen, errechnet man zuerst

$$U \cdot n. \tag{5}$$

Danach, entsprechend der Stromdichte i in den einzelnen Wicklungen,

$$k_1 = \varrho \cdot n \cdot i_1, \tag{6}$$

wobei sich der Index bei k und i auf die jeweilige Wicklung bezieht (in diesem Fall unterste Wicklung). $\varrho = 0,0175$.
Den vorläufigen Wert für die mittlere Windungslänge kann man nach der Gleichung

$$l_{m1} = 2\,(a' + b') \text{ in cm} \tag{7}$$

ermitteln und setzt ihn dann in die Gleichung für die korrigierte Windungszahl, z. B. für w_1, ein:

$$w_1 = U \cdot n - U \cdot n \cdot k_1 \cdot l_{m1} \tag{8}$$ [2]

Die Lagenzahl der ersten (unteren) Wicklung ist nun:

$$Z_1 = \frac{w_1}{l_{eff} - p} \cdot d_{1\,max}. \tag{9}$$

Ist der Drahtdurchmesser $d < 0,2$ mm wird $p = 10\%$ (wild gewickelt), bei $d > 0,2$ mm ist $p = 5\%$ (lagenweise gewickelt).
$l_{eff} - p$ kann jetzt in die Tabelle eingetragen werden.
Hat man die Lagenzahl ermittelt, kann jetzt die Wickelhöhe h_1 berechnet werden. Es gilt:

$$h_1 = Z_1 \cdot d_{1\,max} + \text{Wicklungsisolation in mm.} \tag{10}$$

Für die zweite Wicklung gelten folgende Gleichungen:

$$k_2 = \varrho \cdot n \cdot i_2$$
$$l_{m2} = l_{m1} + 8\,h_1$$
$$w_2 = U \cdot n + U \cdot n \cdot k_2 \cdot l_{m2}$$
$$Z_2 = \frac{w_2}{l_{eff} - p} \cdot d_{2\,max}$$
$$h_2 = Z_2 \cdot d_{2\,max} + \text{Wicklungsisolation.}$$

Für die dritte und vierte Wicklung gelten die gleichen Formeln, nur müssen für

$l_{m3} = l_{m2} + 7\,h_2$ und für $l_{m4} = l_{m3} + 7\,h_3$ eingesetzt werden.

Die berechneten Werte für $U \cdot n$, $U \cdot n \cdot k \cdot l_m$, w, Z und h werden nun für jede Wicklung in das Berechnungsblatt eingetragen.

Sind alle Wicklungshöhen berechnet, kann man die Wickelraumkontrolle durchführen.

$$h_1 + h_2 + h_3 + \cdots = \Sigma h \leq h_{eff}. \tag{11}$$

Ist diese Bedingung nicht erfüllt, so muß man mit der Stromdichte höher gehen (kleinere Drahtstärke) oder, wenn i_{zul} stark überschritten wird, mit dem nächstgrößeren Kerntyp neu rechnen.
Liegen mehrere Wicklungen mit einer Gesamtwickellänge L_w nebeneinander, so muß

$$L_w \leq l_{eff} - p \quad \text{sein,} \tag{12}$$

wobei $L_w = w \cdot d_{max}$ ist.
Für eine exakte Berechnung kann man mit den Wickelhöhen die genauen Wickellängen ermitteln und damit die Rechnung bis zur Bedingung Gleichung (11) durchführen. Hierfür gelten dann folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} l_{m1} &= 2\,(a' + b') + 4\,h_1 \\ l_{m2} &= 2\,(a' + b') + 7\,h_1 + \pi\,h_2 \\ l_{m3} &= 2\,(a' + b') + 7\,(h_1 + h_2) + \pi\,h_3 \\ l_{m4} &= 2\,(a' + b') + 7\,(h_1 + h_2 + h_3) + \pi\,h_4 \end{aligned} \tag{13}$$

Das letzte Glied von l_{m4} entfällt, wenn die vierte Wicklung einlagig ist.
Mit Hilfe der Gleichung (13) können die Gleichstromwiderstände der einzelnen Wicklungen berechnet werden.

$$R = w \cdot l_m \cdot R_{Cu} \quad \text{in } \Omega. \tag{14}$$

Für die Bemessung der Isolation gelten folgende Gesichtspunkte:
Lagenisolation nach je 30 V bei $d < 0,2$ mm; bei $d > 0,2$ mm nach jeder Lage.

LP 0,03 bei d 0,05 bis 0,01
LP 0,06 bei d 0,1 bis 0,5
LP 0,1 bei $d > 0,5$

Wicklungsisolation, Kernisolation und Spulenbezug bei einer Prüfspannung von

1500 V 2 × LP 0,1
2000 V 3 × LP 0,1
3000 V 5 × LP 0,1
4000 V 6 × LP 0,1
5000 V 8 × LP 0,1

Bei der Berechnung von h ist einzusetzen:
Bei Wicklungsisolation

2 × LP 0,1 mit 0,3 mm

bei Lagenisolation

1 × LP 0,1 mit0,12 mm
1 × LP 0,06 mit 0,07 mm
1 × LP 0,03 mit 0,05 mm

---

[1] Ableitung dieser Formel am Schluß.
[2] l_m in m einsetzen.

Tabelle zur Bestimmung von a' und b'

Nach DIN E 41 302	Siemens-Bezeichn.	a' cm	b' cm
M 42	Röh tr 1	1,82	1,5
M 55	Röh tr 2	2,42	2,0
M 65 z	Röh tr 3	3,0	2,3
M 74 z	Röh tr 4	3,6	2,6
M 85	Röh tr 5	3,6	3,2
M 102/35 (a)	Röh tr 6	4,0	3,8
M 102/52 (b)	Röh tr 7	5,75	3,8
E 130/33	Zub tr 8	4,1	4,0
E 130/45	Zub tr 9	5,1	4,0
E 150/40	Zub tr 10	4,7	4,6
E 150/50	Zub tr 11	5,7	4,6
E 150/60	Zub tr 12	6,7	4,6
E 170/65	Zub tr 13	7,3	5,2
E 170/75	Zub tr 14	8,3	5,2

Berechnungsbeispiel

Berechnungstabelle

				Schaltung	Anmerkung
N_p'	71,5	n	4,76		
N_p	68,55	i_{zul}	3,4	220 V I; 430 V II; 6,3 V III	
Kerntyp	M 85	$l_{eff} - p$	≈ 44		
N	70	h_{eff}	9,75 $\approx 9{,}8$		
N_{Fe}	7,5	a′	3,6		
N_{Cu}	3,75	b′	3,2		

Wicklung	U	I	N	d 1	d 2	d 3	d_{max} 1	d_{max} 2	d_{max} 3	i 1	i 2	i 3
I	220	0,32		0,35			0,38			3,34		
II	430	0,12	51,6	0,24			0,26			3,34		
III	6,3	0,9	5,7	0,58			0,62			3,4		

Wicklung	U · n	$U \cdot n \cdot k \cdot l_m \cdot 10^{-2}$	w	Z	h	R ger.	R gem.	$U_{Leerl.}$
I	1050	40	1010	9	4,02			
II	2030	95	2125	13	4,59			
III	30	2	32	1	0,62			

Auszug aus den Transformatorentabellen

Typ	M 42	M 55	M 65 z	M 74 z	M 85	M 102/35 (a)	M 102/52 (b)
Blechpaketabmessungen	42×42 ×15	55×55 ×20	65×67 ×27	74×72 ×32	85×85 ×32,5	102×102 ×35,5	102×102 ×52,5
Eisenverluste N_{Fe}	0,67	1,75	3,4	5	7,5	11,2	16,8
Wickellänge absolut l_{eff}	26	32,5	37	43	49	61	61
reduziert bei Endenausführung einseitig	23	29,5	34	39,5	45,5	57	57
zweiseitig	21	27,5	32	37	43	54	54
Wickelhöhe absolut h_{eff}	7	8,5	10	12	11	13,5	13,5
reduziert für Draht unter 0,6 mm ∅	6	7,5	9	10,75	9,75	12	12
über 0,6 mm ∅	5,5	7	8,5	10,25	9,25	11,5	11,5
Übertragbare Leistung N	5	15	25	50	70	120	180
Windungen pro Volt n	25,6	13,3	8,35	6,1	4,76	3,75	2,5
Zulässige Stromdichte i_{zul}	6,2	5,1	4,6	3,8	3,4	3,0	2,7

Gegeben: Wicklung I 220 V
Wicklung II 430 V, 0,12 A
Wicklung III 6,3 V, 0,9 A

1. Berechnung der Sekundärleistung

Nach Gleichung (1) ist

$$N_s = I_{s1} \cdot U_{s1} + I_{s2} \cdot U_{s2} = 430 \cdot 0{,}12 + 6{,}3 \cdot 0{,}9 = 51{,}6 + 5{,}7 = 57{,}3 \text{ VA}$$

2. Bestimmung des Blechpaketes aus der Primärleistung N_p

Die vorläufige Primärspannung ergibt sich aus Gleichung (2).

$$N_p' = \frac{N_S}{\eta}$$

η beträgt in diesem Fall 80%, da die Typenleistung zwischen 25 und 200 VA liegt. Somit erhält man:

$$N_p' = \frac{57{,}3}{0{,}8} = 71{,}5 \text{ VA}$$

Nach der Tabelle kommt der Typ M 85 in Frage.

Nunmehr kann mit Hilfe der Gleichung (2a) N_p berechnet werden.

$$N_p = N_S + N_{Cu} + N_{Fe} = 57{,}3 + 3{,}75 + 7{,}5 = 68{,}55 \text{ VA}$$

($N_{Fe} = 7{,}5$ nach Tabelle)

3. Ermittlung der Wicklungsströme und der Drahtstärke d

Nach Gleichung (3) ergibt sich ein Primärstrom von

$$I_p = \frac{N_p'}{U_p} = \frac{71{,}5}{220} = 0{,}32 \text{ A.}$$

Der Drahtquerschnitt (nach der Tabelle ist $i_{zul} = 3{,}4$) ergibt sich nach der Gleichung (4) zu

$$q = \frac{I_w}{i_{zul}} = \frac{0{,}32}{3{,}4} = 0{,}094 \text{ mm}^2,$$

gewählt 0,096. Damit d = 0,35, d_{max} = 0,38,

$$i = \frac{0{,}32}{0{,}096} = 3{,}34 \text{ A/mm}^2.$$

Der Strom der Wicklung II errechnet sich, da hier eine Einweggleichrichtung vorliegt, nach

$$I_w = 1{,}25 \cdot I_s = 1{,}25 \cdot 0{,}12 = 0{,}15 \text{ A.}$$

Der Drahtquerschnitt ist

$$q = \frac{0{,}15}{3{,}4} = 0{,}044 \text{ mm}^2.$$

Es wird der Querschnitt 0,045 gewählt. Aus der Drahttabelle ergeben sich damit: d = 0,24; d_{max} = 0,26 und damit

$$i = \frac{0{,}15}{0{,}045} = 3{,}34 \text{ A/mm}^2.$$

Für den Drahtquerschnitt der Wicklung III ergibt sich:

$$q = \frac{0{,}9}{3{,}4} = 0{,}264 \text{ mm}^2,$$

$$d = 0{,}58, \quad d_{max} = 0{,}62,$$

$$i = \frac{0{,}9}{0{,}264} = 3{,}4 \text{ A/mm}^2.$$

4. Berechnung der korrigierten Windungszahl w

Wicklung I

Aus Gleichung (5) ergibt sich:

$$U \cdot n = 220 \cdot 4{,}76 \approx 1050 \text{ Wdg.}$$

(n aus der Trafotabelle)

Nach Gleichung (6) wird

$$k_1 = \varrho \cdot n \cdot i_1 = 0{,}0175 \cdot 4{,}76 \cdot 3{,}34 = 27{,}8 \cdot 10^{-2}.$$

Aus Gleichung (7) ermittelt man den vorläufigen Wert für die mittlere Windungslänge.

$$l_{m1} = 2\,(a' + b') = 2\,(3{,}6 + 3{,}2) = 13{,}6 \text{ cm.}$$

Die korrigierte Windungszahl ist dann nach Gleichung (8):

$$w_1 = U \cdot n - U \cdot n \cdot k_1 \cdot l_{m1} = 1050 - 1050 \cdot 27{,}8 \cdot 10^{-2} \cdot 13{,}6 \cdot 10^{-2} = 1050 - 40 = 1010 \text{ Wdg.}$$

Die Lagenzahl ermittelt man nun aus Gleichung (9).

$$Z_1 = \frac{w_1}{l_{eff} - p} \cdot d_{1\,max}$$

l_{eff} aus der Tabelle = 45,5
abzüglich 5% = 2,3
43,2 ≈ 44

$$Z_1 = \frac{1010}{44} \cdot 0{,}38 = 8{,}75 \approx 9.$$

Damit wird nach Gleichung (10)

$$h_1 = Z_1 \cdot d_{1\,max} + \text{Wicklungsisolation}$$
$$= 9 \cdot 0{,}38 + 0{,}6 = 4{,}02 \text{ mm}$$

Wicklung II

$U_2 \cdot n = 430 \cdot 4{,}76 \approx 2030$ Wdg.
$k_2 = 0{,}0175 \cdot 4{,}76 \cdot 3{,}34 = 27{,}8 \cdot 10^{-2}$
$l_{m2} = l_{m1} + 8\,h_1 = 13{,}6 + 8 \cdot 4{,}02 \cdot 10^{-1} = 16{,}82$ cm
$U \cdot n \cdot k_2 \cdot l_{m2} = 2030 \cdot 27{,}8 \cdot 10^{-2} \cdot 16{,}82 \cdot 10^{-2} = 95$
$w_2 = 2030 + 95 = 2125$ Wdg.
$Z_2 = \frac{2125}{44} \cdot 0{,}26 \approx 13$
$h_2 = 13 \cdot 0{,}26 + 13 \cdot 0{,}07 + 0{,}3 \approx 4{,}59$ mm

Wicklung III

$U_3 \cdot n = 6{,}3 \cdot 4{,}76 = 30$
$k_3 = 0{,}0175 \cdot 4{,}76 \cdot 3{,}4 \approx 28 \cdot 10^{-2}$
$l_{m3} = l_{m2} + 7\,h_2 = 16{,}82 + 7 \cdot 0{,}459 \approx 20$ cm
$U_3 \cdot n \cdot k_3 \cdot l_{m3} = 30 \cdot 28 \cdot 10^{-2} \cdot 20 \cdot 10^{-2} = 1{,}68 \approx 2$
$w_3 = 30 + 2 = 32$ Wdg.

Da einlagige Wicklung, Wickellänge

$$L_w = 32 \cdot 0{,}62 \approx 20 \text{ mm}$$

Kontrolle der Wickellänge

$$L_w \leqq l_{eff} - p, \quad 20 < 44$$

Kontrolle der Wickelhöhe

$$h_1 + h_2 + h_3 \leqq h_{eff}$$
$$4{,}02 + 4{,}59 + 0{,}62 = 9{,}23 < 9{,}8 \text{ mm}$$

Ableitung der Formel $w = U \cdot n \pm U \cdot n \cdot k \cdot l_m$

Der Spannungsabfall in den Wicklungen des belasteten Trafos wird auf folgende Weise berücksichtigt: Mit dem Wicklungsstrom I und dem Wicklungswiderstand R ist der Spannungsabfall U:

$$\varDelta U = I \cdot R \tag{1}$$

Setzt man für $R = \frac{\varrho \cdot l}{q}$, $I = i \cdot q$ und $l = l_m \cdot w$ ein, ergibt sich für

$$\varDelta U = i \cdot q \frac{\varrho \cdot l_m \cdot w}{q} = \varrho \cdot i \cdot l_m \cdot w. \tag{1a}$$

Aus der Transformatorenformel läßt sich für die Berechnung der Windungszahlen die Gleichung

$$\frac{w}{E_{eff}} = n = \frac{10^8}{4{,}44 \cdot f \cdot \mathfrak{B}_{max} \cdot q_{Fe}} \quad \text{oder}$$

$$n = \frac{45}{\mathfrak{B}_{max} \cdot q_{Fe}} \cdot 10^4 \quad \text{in Wdg./V ableiten.} \tag{2}$$

Bei Belastung gilt für die Primärwicklung

$$w_p = (U_p - \varDelta U_p) \cdot n, \tag{3}$$

für die Sekundärwicklung

$$w_s = (U_s + \varDelta U_s) \cdot n. \tag{3a}$$

Nach Einsetzen der Gleichung (1a) wird

$$w_p = \frac{U_p \cdot n}{1 + \varrho \cdot i_p \cdot n \cdot l_{mp}} \quad \text{und} \quad w_s = \frac{U_s \cdot n}{1 - \varrho \cdot i_s \cdot n \cdot l_{ms}}. \tag{4, 4a}$$

l_{mp}, l_{ms} sind die mittleren Windungslängen der Primär- bzw. Sekundärwicklungen,

i_p, i_s sind die Stromdichten in den Primär- bzw. Sekundärwicklungen.

l_{mp} und l_{ms} sind, wie im folgenden gezeigt wird, von der Windungszahl abhängig, d. h., es gilt allgemein $l_m = f(w)$.
Die Funktion f(w) soll im folgenden formelmäßig dargestellt werden. Bezeichnen wir den Wicklungsquerschnitt mit q_w, die effektive Wicklungslänge mit l_{eff} (für die folgenden Formeln nur l geschrieben), die Wicklungshöhe mit h und mit w_v die Windungen pro cm² Wicklungsquerschnitt, so kann man schreiben:

$$w = q_w \cdot w_v = l \cdot h \cdot w_v. \tag{5}$$

Die mittlere Windungslänge ist

$$l_m = 2\,(a' + b') + k \cdot h, \tag{6}$$

wobei a', b' aus den Abmessungen des Spulenkörpers zu entnehmen sind. k beträgt für die Wicklung am Kern 4 und für die darüber liegenden Wicklungen 3,5 (geometrisch betrachtet ist $k = \pi$). Setzt man Gleichung (5) in Gleichung (6) ein, wird

$$l_m = 2\,(a' + b') + k\,\frac{w}{l \cdot w_v}. \tag{6a}$$

Für w ergibt sich jetzt folgende Gleichung:

$$w = \frac{U \cdot n}{1 + \varrho \cdot i \cdot n \cdot \frac{2\,(a' + b')\,l \cdot w_v + k \cdot z}{l \cdot w_v}} \quad \text{oder} \tag{7}$$

$$w = \frac{U \cdot n \cdot l \cdot w_v}{l \cdot w_v + \varrho \cdot i \cdot n \cdot 2\,(a' + b') \cdot l \cdot w_v + \varrho \cdot i \cdot n \cdot k \cdot w}. \tag{7a}$$

Durch Umformung erhält man folgende quadratische Gleichung mit w als Unbekannte:

$$w^2 + w \underbrace{\frac{l \cdot w_v\,[1 + 2\,(a' + b') \cdot \varrho \cdot i \cdot n]}{\varrho \cdot i \cdot n \cdot k}}_{p} - \underbrace{\frac{l \cdot w_v \cdot U \cdot n}{\varrho \cdot i \cdot n \cdot k}}_{q} = 0. \tag{8}$$

Die Lösung dieser quadratischen Gleichung lautet

$$z = -\frac{p}{2} + \sqrt{\frac{p^2}{4} + q}\,. \tag{8a}$$

Zwecks annähernder Berechnung mittels des Binomischen Lehrsatzes wird folgendermaßen umgeformt:

$$w = -\frac{p}{2} + p\left(1 + \frac{4\,q}{p^2}\right)^{1/2} = \frac{p}{2}\left[-1 + \left(1 + \frac{4\,q}{p^2}\right)^{1/2}\right] \tag{8b}$$

$$w = \frac{p}{2}\left[-1 + 1 + \frac{2\,q}{p^2}\right] = \frac{q}{p} \quad \text{1. Näherung} \tag{9}$$

$$w = \frac{p}{2}\left[-1 + 1 + \frac{2\,q}{p^2} - \frac{2\,q^2}{p^4}\right] = \frac{q}{p}\left(1 + \frac{q}{p^2}\right) \quad \text{2. Näherung} \tag{10}$$

Als Ergebnis der 1. Näherung erhält man:

$$w = \frac{p}{q} = \frac{l \cdot w_v \cdot U \cdot n}{\varrho \cdot i \cdot n \cdot k} \cdot \frac{\varrho \cdot i \cdot n \cdot k}{l \cdot w_v \cdot [1 + 2 \cdot (a' + b')\,\varrho \cdot i \cdot n]}$$

$$w = \frac{U \cdot n}{1 + 2 \cdot (a' + b') \cdot \varrho \cdot i \cdot n} \tag{11}$$

Diese Gleichung kann umgeformt werden in

$$w = \frac{U \cdot n\,[1 - 2 \cdot (a' + b') \cdot \varrho \cdot i \cdot n]}{1 - [2 \cdot (a' + b') \cdot \varrho \cdot i \cdot n]^2},$$

so daß die endgültige Form lautet:

$$w = U \cdot n - U \cdot n \cdot \varrho \cdot i \cdot n \cdot 2\,(a' + b'). \tag{11a}$$

Vergleicht man Gleichung (11) mit den Gleichungen (4) und (4a), so findet man in dieser statt der mittleren Windungslänge l_m den Ausdruck $2\,(a' + b')$.
Die am Kern liegende Wicklung läßt sich damit berechnen. Aus der Windungszahl w_1 dieser Wicklung und der Drahtstärke des verwendeten Drahtes kann man die Wicklungshöhe h_1 berechnen.

$$h_1 = Z_1 \cdot d_{1\,max} + \text{Wicklungsisolation} \tag{12}$$

(Z_1 = Lagenzahl, $d_{1\,max}$ = Blankdrahtdurchmesser)

$$Z_1 = \frac{w_1}{l} \cdot d_{1\,max} \tag{13}$$

Die Isolation setzt sich aus Windungs-, Wicklungs- und Kernisolation zusammen.
Für die Berechnung der darüberliegenden Wicklung setzen wir für die mittlere Windungslänge

$$l_m = 2\,a' + 2\,h_1 + 2\,b' + 2\,h_1 = 2\,(a' + b') + 4\,h_1$$

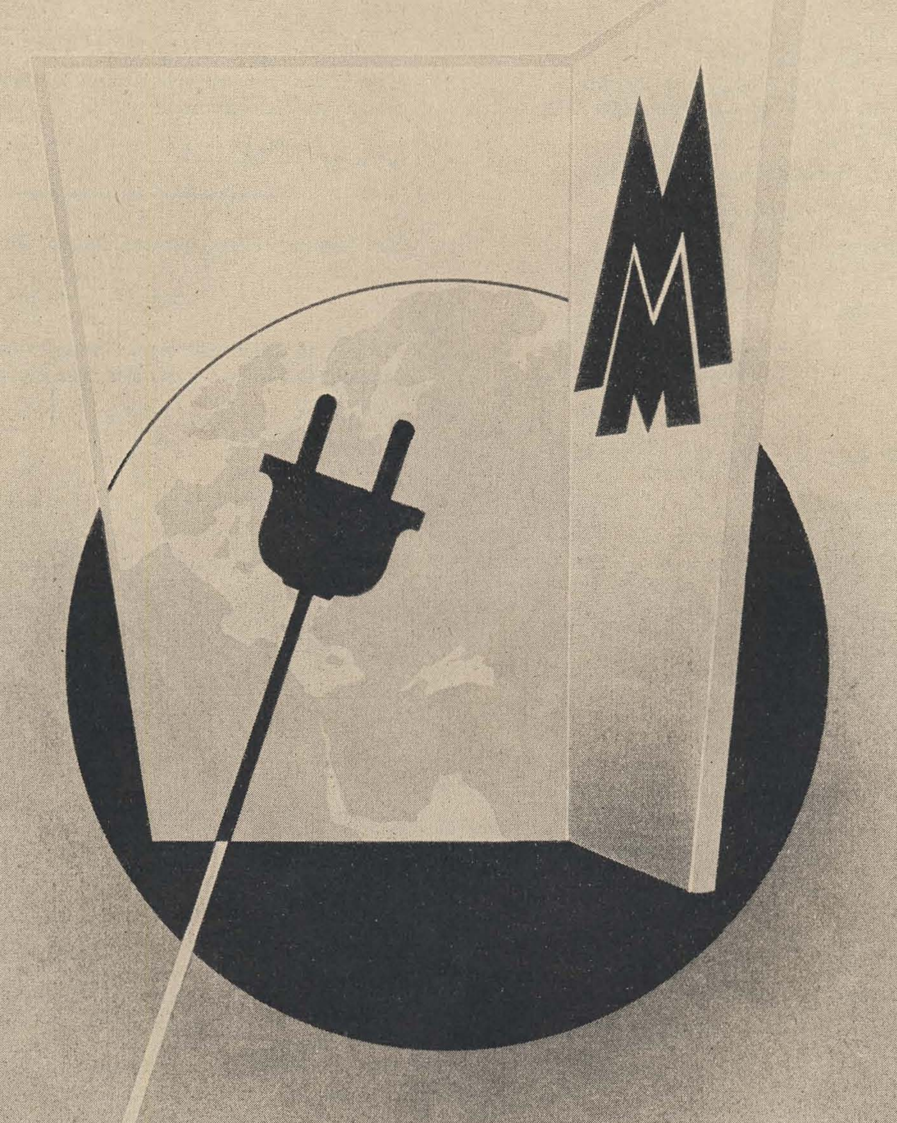
ein und berechnen dann die Windungszahl w_2 nach der Gleichung:

$$w_2 = U \cdot n - U \cdot n \cdot \varrho \cdot i \cdot n \cdot 2\,(a' + b') + 4\,h_1. \tag{14}$$

In analoger Weise lassen sich die anderen darüberliegenden Wicklungen berechnen.

LEIPZIG — METROPOLE DES HANDELS

Besuchen Sie uns bitte zur Leipziger Frühjahrsmesse 1957
in Halle 18.



DIA

DEUTSCHER INNEN- UND AUSSENHANDEL
ELEKTROTECHNIK

Berlin C 2, Liebknechtstraße 14


Gerufon RADIO bringt 1957:
ULTRA Exquisit 57W
den Großsuper Ultra-Exquisit 57W
Er ist ein Duo-Großsuper mit folgenden Vorzügen:
11 Röhren, 4 Wellenbereiche, 4 Lautsprecher, 6 Drucktasten und vor allem der von uns entwickelte 4-L-Ton. Das Klangwahlregister, welches etwa 30 Klangvariationen ermöglicht, und die klingenden Ecken machen diesen Großsuper zu einem Meisterstück der Rundfunktechnik
Bitte besuchen Sie uns auf unserem Messestand im Städtischen Kaufhaus, II. Obergeschoß
GÜTE- 1 KLASSE
GERUFON - RADIO - QUEDLINBURG - PÖLKENSTRASSE 38 - INH. W. VELTEN.